IEEE
URUGUAY

Capítulo de Potencia e Instrumentación y Medida

II ENCUENTRO DE ESPECIALISTAS EN POTENCIA, INSTRUMENTACION Y MEDIDAS

anales

Montevideo, Setiembre de 1991

INDICE DE TRABAJOS

Aspectos particulares de la simulación de circuitos de electrónica de potencia.
Ruben Chaer.

Registrador de perturbaciones para la red de transmisión eléctrica.
Juan H. Luján, Pablo Mazzara, Juan P. Oliver y Fernando Silveira.

Desarrollo de un scanner compatible IEEE 488 y aplicaciones.
Jorge Fernández y Pablo Braga.

Desarrollo de un comparador de potencia. Resultados.
Pablo Braga y Daniel Slomovitz.

Software desarrollado y proyectado para el laboratorio de fotometría del IIE.
Fernando Boions, Pablo Chavarria, Andre Fonseca y Ruben Chaer.

Análisis de sistemas radiales de potencia en funcionamiento equilibrado y desequilibrado.
Simon Zejerman.

Estudio del comportamiento frente a las descargas atmosféricas de las líneas aéreas de 30 kV en el Uruguay.
Andrés Borthagaray y Raúl Moreno.

Representación de transposiciones en líneas de transmisión polifásicas.
C. Saldaña y G. Calzolari.

Comentarios sobre el método de Blondel para la medición de la potencia consumida en un receptor trifásico.
Isi Haim.

Pérdidas de potencia en transformadores bajo alta saturación.
Daniel Slomovitz.

Aspectos Particulares de la Simulación de Circuitos de Electrónica de Potencia.

RUBEN CHAER , member, IEEE.

Sumario- Se destacan aquellos inconvenientes que surgen al simular Circuitos de Electrónica de Potencia, tratando de resaltar la característica especial de dichos circuitos. Se muestra como se ha intentado solucionar dichos inconvenientes en el paquete de simulación SIMEEP. En particular, se describe la forma en que se obtienen las ecuaciones de Estado, cómo se determinan los instantes de conmutación y las perspectivas de ampliación del simulador.

I. Introduccion

El objetivo de este trabajo es plantear aquellos aspectos particulares de la simulación de circuitos de Electrónica de Potencia, que la diferèncian en complejidad y cualidad de la simulación de circuitos en general.

Por simulación de CEPs (circuitos de Electrónica de Potencia), se entiende aquí la simulación del comportamiento en el tiempo de convertidores estáticos de energía, como ser inversores de tensión, rectificadores controlados, conversores DC-DC, etc.

Los CEPs se caracterizan por tener componentes que conmutan (tiristores, transistores, diodos, fets, etc.), con los cuales se implementa lo que se llama una llave. Según el componente usado, el cambio de estado de la llave (de corte conducción o a la inversa), será comandable en una de las transiciones, en ambas o en ninguna.

Tanto para la simulación como para el análisis de los CEPs, cabe distinguir entre diferentes aproximaciones, según sea el modelo utilizado para los componentes más o menos detallado.

En [4] se comenta comparativamente resultados de simulación de un chopper elevador, alimentado de la red (60 hz) rectificada, con dos lazos de realimentación, utilizando, por un lado, modelos detallados para los componentes, y por otro, un simulador para circuitos conmutados, para el cual los modelos son idealizados (como llaves ideales). Con el modelo detallado, es posible analizar con precisión las transiciones en las conmutaciones. Esto es útil para el diseño de la llave (necesidad de snubbers, máximos a los que estarán sometidos los componentes, etc.). La simulación detallada de 400 ms (40 ciclos de la llave) utilizando SPICE en una VAXStation 3100, duró 3 horas, y la simulación con modelos idealizados de 8.33 ms (830 ciclos de la llave), llevó 375 s de CPU. Por supuesto, en este último caso, las formas de onda del convertidor son precisas, se ha perdido el detalle de las transiciones.

Hay propuestas muchas aproximaciones más [2..9], que intentan abstraer "lo importante" del comportamiento de las llaves, con fines de acelerar el análisis y permitir el modelado de los convertidores. En el mismo trabajo del que se extrajo el ejemplo anterior, se comenta tres modelos más para el mismo ejemplo. Estos

modelos son por ahora bastante particulares en cuanto a la aplicación; están pensados para modelar determinados tipos de convertidores y hasta ahora no son una herramienta directamente disponible en los simuladores.

Hasta aquí, la intención ha sido mostrar que:

1) La simulación de un convertidor (aunque sea de complejidad menor), no puede llevarse a cabo en un tiempo razonable utilizando modelos detallados para los componentes.

2) La simulación detallada tiene utilidad para el análisis de pequeños intervalos de tiempo (con fines probablemente de diseño y selección de los componentes).

3) Para el análisis global del convertidor (formas de ondas, régimen y estabilidad) y la obtención de modelos del mismo, es ineludible llevar a cabo abstracciones, que hasta el momento no son sistemáticas y por lo tanto difícilmente automatizables. No es descabellado pensar que los simuladores de CEPs necesiten técnicas de Inteligencia Artificial, para ir aprendiendo cómo realizar esas abstracciones no sistemáticas y fuertemente dependientes de la utilización.

Este trabajo, trata con simuladores de circuitos conmutados, es decir, simuladores diseñados para simular secuencias de circuitos lineales. Si bien en la mayoría de este tipo de simuladores es posible describir modelos tan complicados como se quiera de los componentes, se apuntará justamente en el otro sentido, es decir, idealizar los modelos.

El análisis de los CEPs, se basa en la suposición de un estado para el conjunto de las llaves y en resolver el CL (circuito lineal) equivalente mientras que las condiciones sean tales que se mantenga válido el estado de las llaves.

Cuando ocurre una "conmutación", (algunas de las llaves cambian de estado), es necesario obtener el nuevo CL válido y resolverlo. Este es el procedimiento manual de análisis de los CEPs, y es lo menos que un usuario pretende que un simulador haga por él. Esta característica de topología variable, es una diferencia cualitativa importante entre un simulador de CLs, y uno para CEPs. Este último requiere determinar el estado válido de las llaves (componentes que pueden tener más de un estado, como ser diodos, FETs, tiristores, etc), poder formar las ecuaciones para el CL resultante, y llevar a cabo la integración de las mismas, realizando en forma simultánea un chequeo de la validez del estado supuesto de las llaves.

La topología cambiante de los CEPs, hace que técnicas para la obtención de las ecuaciones de estado de un CL, como ser grafos de incidencia o matrices de bucles [12] , se vuelva un poco pesada para el tratamiento de los CEPs. El uso de estos descriptores significa pensar en el circuito como un objeto que posee, en forma separada, una topología y un conjunto de componentes con sus valores. Sin embargo, la manera natural de realizar la entrada de datos que describen al circuito, es definiendo, para cada componente, su valor y cómo está conectado.

Basados en los comentarios anteriores, pensaremos en un

circuito como un conjunto de componentes poseedores de la información que originan (su valor y cómo están conectados). .La topología (como información) está ahora repartida entre los componentes.

Este enfoque tiene ventajas significativas cuando tratamos con circuitos cuya topología es cambiante debido a cambios en los componentes mismos, como es el caso de los CPEs.

Son comunes los CPEs con "cortes inductivos" o "bucles capacitivos"[12] , fuentes de corriente o tensión ideales y circuitos no amortiguados. Encontrar una manera general de encarar estos casos particulares no es sencilla, y podría pensarse en decir, "las fuentes no son nunca ideales" o "las inductancias y los condensadores tienen fugas" y por lo tanto es más "real" utilizar modelos que las tengan en cuenta.

El argumento no es falso, pero si se usan modelos idealizados es porque los efectos secundarios no son necesarios en la simulación. Se quiere el comportamiento del circuito ideal.

Si son agregadas las no idealidades para tratar los casos particulares descritos, igual que el caso más sencillo de circuitos lineales con suficiente amortiguamiento, el condicionamiento del sistema puede resultar débil [13..16] (definición de Número de Condición de un sistema), dando como resultado un mayor tiempo de integración de las ecuaciones para evitar la propagación explosiva de los errores numéricos[11]. Por esta razón, las ecuaciones formadas por SIMEEP para un circuito lineal dado, son un variación de las ecuaciones de nudos, que permiten contemplar de forma natural los casos particulares nombrados.

II. DEFINICIONES

Se consideran circuitos que tienen llaves, pero que para cada estado del conjunto de llaves, son circuitos lineales, invariantes en el tiempo y de parámetros concentrados.

Para simular cualquier sistema, es necesario describir su dinámica por intermedio de ecuaciones. Suponemos que el lector está familiarizado con el concepto de "Estado" de un sistema y a expresar la dinámica del sistema en la forma genérica:

$$\dot{X} = f(X, t) \quad (1)$$

donde X es el "vector de estado" y t es el "tiempo". Cuando el sistema es lineal, invariante en el tiempo y de parámetros concentrados, la ecuación de estado se escribe de la forma:

$$\begin{aligned} \dot{X} &= A\,X + B\,r(t) \\ Y &= C\,X + D\,r(t) \end{aligned} \quad (2)$$

donde:

B :[nx,nr]; A :[nx,nx]; C :[ny,nx]; D :[ny,nr] ;

son matrices constantes,

X = X(t) :[nx,1]	"Estado"
r(t) :[nr,1]	"Entrada"
Y = Y(t) :[ny,1]	"Salida"

Un circuito del tipo considerado tendrá, para cada estado del conjunto de llaves, una ecuación del tipo de la (ec. 2). El estado del circuito queda determinado dando el estado de las llaves y el estado del circuito lineal asociado a dicho estado de las llaves. Como el conjunto de los estados posibles de las llaves es un conjunto discreto, por lo tanto es codificable en forma binaria y se hará referencia a sus elementos como "estados lógicos del circuito".

Se representará el estado lógico con un vector de variables booleanas, DX de dimensión ndx igual a la necesaria para codificar todas las combinaciones de las llaves. Supongase, para ejemplificar, un circuito con seis diodos. Cada diodo puede estar cortado o conduciendo, y resulta por lo tanto natural asociarle a cada uno una de las componentes de DX. Si el circuito no tiene otros componentes que puedan conmutar, su estado lógico (DX) estará representado por un vector de seis booleanas y por lo tanto el circuito tiene en total $2^6 = 64$ estados lógicos posibles.

Ahora el problema es encontrar las matrices A, B, C y D para cada estado lógico. Intentar calcular las matrices para todos los estados antes de iniciar la simulación no es una buena idea. En el ejemplo de los seis diodos, implicaría calcular 64 conjuntos de matrices, y almacenarlas. En la práctica, casi nunca aparecen todos los estados lógicos durante la simulación. Resulta por lo tanto una solución más razonable ir calculando las matrices a medida que aparecen los distintos estados durante la simulación. Esto es más económico en tiempo y memoria. Por otro lado, tener la facilidad de formar las ecuaciones correspondientes a un DX en cualquier momento, es una herramienta potente que nos permite, por ejemplo, realizar variación de parámetros.

La filosofía seguida en la implementación software del simulador, está orientada a agrupar toda la información sobre cada componente en un sólo objeto. De esta manera, el componente es quien sabe cómo está conectado en el circuito, y qué modelo presenta al circuito según su entorno y estado anterior. Por ejemplo, es el diodo que decide si está cortado o conduciendo. De esta manera, se logra independizar al simulador del modelo de los componentes, y además, da gran flexibilidad, ya que en última instancia, son los modelos de los componentes los que gobiernan la ejecución del simulador. Por ejemplo, puede ser útil hacer un modelo de un diodo, que en función de la energía que disipa, de la temperatura ambiente y de cierta resistencia y capacidad térmica, decida actualizar los valores de su resistencia y caída en directa o de sus fugas, y ordene al simulador actualizar las matrices. Esto le da completa libertad al usuario.

III. DETERMINACION DE LA ECUACION DE ESTADO.

Se considera como variables de estado a la tensión de los condensadores y la corriente en los inductores del circuito. Este conjunto de variables puede ser redundante si en el circuito ocurren cortes inductivos o bucles capacitivos.

Se numeran todos los nudos del circuito del 0 en adelante,

0, 1, 2, ... , NN

El nudo numerado como "0" será considerado la TIERRA del circuito, y es respecto a él que se mide el potencial de los demás nudos.

III.1. ECUACIONES DE NUDOS.

Con enk): se indica la ecuación correspondiente al nudo k y en palabras, dicha ecuación expresa que la suma de corrientes salientes del nudo k debe ser nula.

Para determinar el circuito, son suficientes las ecuaciones de todos los nudos menos uno. La ecuación correspondiente al nudo 0, no se escribe.

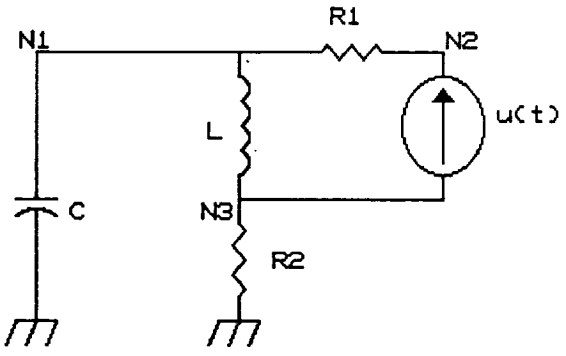


fig. 1. Ejemplo.

A continuación, se describe el método utilizado para formar las ecuaciones por intermedio de un ejemplo, cuyo circuito se muestra en la fig.1.

Supongase el circuito inicialmente vacío y que los componentes son agragados uno a uno.

Las ecuaciones para el circuito vacío de 3 nudos son:

$$\begin{matrix} en1): \\ en2): \\ en3): \end{matrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V[1] \\ V[2] \\ v[3] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

donde V[k] es el potencial del nudo k.

Al agregar la resistencia R1, una corriente de valor y1*(V[1]-V[2]) sale del nudo 1 y entra en el 2, pasando por la resistencia. (y1 es la admitancia de R1). Las ecuaciones resultantes son :

$$\begin{matrix} en1): \\ en2): \\ en3): \end{matrix} \begin{bmatrix} y_1 & -y_1 & 0 \\ -y_1 & y_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V[1] \\ V[2] \\ v[3] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Para simplificar la notación, no se escribirá más los enk) : y el vector de tensiones. De esta manera, cuando se agrega R2 las ecuaciones son:

$$\begin{bmatrix} y_1 & -y_1 & 0 \\ -y_1 & y_1 & 0 \\ 0 & 0 & y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Este cambio indica que ahora una corriente y2*V[3] sale del nudo 3 hacia el nudo 0 (la ecuación del nudo 0 no se escribe).

El condensador dejará circular una corriente Cs * V[1] del nudo 1 hacia la tierra. Las ecuaciones resultan:

$$\begin{bmatrix} y_1 + Cs & -y_1 & 0 \\ -y_1 & y_1 & 0 \\ 0 & 0 & y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

La corriente por la bobina será (V[1] - V[3]) / Ls y las ecuaciones:

$$\begin{bmatrix} y_1+Cs+\frac{1}{Ls} & -y_1 & -\frac{1}{Ls} \\ -y_1 & y_1 & 0 \\ -\frac{1}{Ls} & 0 & y_2+\frac{1}{Ls} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Falta agregar la fuente de corriente. Como la corriente por la fuente no es expresable en función de la tensión entre sus bornes, debe aparecer entre los términos independientes de las ecuaciones. Las ecuaciones completas son:

$$\begin{bmatrix} y_1+Cs+\frac{1}{Ls} & -y_1 & -\frac{1}{Ls} \\ -y_1 & y_1 & 0 \\ -\frac{1}{Ls} & 0 & y_2+\frac{1}{Ls} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ u(t) \\ -u(t) \end{bmatrix}$$

III.2 ECUACIONES DE NUDOS EXTENDIDAS.

En la sección anterior, se mostró cómo formar las ecuaciones de nudos del circuito, agregando los componentes uno a uno. Como se puede observar del resultado del ejemplo, las variables de estado no aparecen en forma directa. Además, algunos coeficientes tienen la variable s y por lo tanto no son un número. Intentar trabajar computacionalmente esta matriz implicaría realizar cálculo simbólico o realizar los cálculos para valores concretos de s.

Para lograr separar las variables de estado y además tener sólo coeficientes numéricos, se extenderán las ecuaciones agregando en forma explícita las variables de estado. Al agregar variables, será necesario agregar también ecuaciones. En el ejemplo agregaremos x1 y x2 , tensión en el condensador y corriente en la bobina respectivamente.

Las ecuaciones a agregar son:

$ex_1)$: $x_1 = V[1]$

$ex_2)$: $L\, x_2\, s = V[1] - V[3]$

Con estos agregados, el conjunto de ecuaciones del circuito es:

$$\begin{array}{c} \\ ex_1) \\ ex_2) \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{cccc} x_1 & x_2 & & \end{array} \\ \left[\begin{array}{ccc|cc} y_1 & -y_1 & 0 & Cs & 1 \\ -y_1 & y_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & y_2 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 1 & 0 & Ls \end{array}\right] \end{array} = \begin{bmatrix} 0 \\ u(t) \\ -u(t) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

donde se ha marcado explícitamente las filas y columnas agregadas.

Para separar los coeficientes que contienen s de los que no, lo se duplicaran las columnas correspondientes a las variables de estados. Las ecuaciones resultantes se muestran a continuación.

Aplicando doble escalerización a este sistema de ecuaciones, se logra despejar V(t) (vector de tensiones) ,y X (derivada del vector de estado) en función de X (vector de estado) y la entrada del circuito. De esta manera se obtiene la ecuación de estados del circuito, y quedan determinadas las matrices A, B, C ,D considerando como salidas al vector de tensiones. Si X es un vector de estado

$$
\begin{array}{c|ccc|cc|cc|c}
 & v_1 & v_2 & v_3 & x_1 s & x_2 s & x_1 & x_2 & \\
en_1): & y_1 & -y_1 & 0 & C & 0 & 0 & 1 & 0 \\
en_2): & -y_1 & y_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & u(t) \\
en_3): & 0 & 0 & y_2 & 0 & 0 & 0 & -1 & -u(t) \\
ex_1): & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\
ex_2): & -1 & 0 & 1 & 0 & L & 0 & 0 & 0
\end{array}
$$

dado un valor de X y uno de la entrada, es posible determinar en forma única los valores de X y de V por definición de estado, y por lo tanto la escalerización del sistema de ecuaciones no presenta problemas. Si por el contrario X es redundante como vector de estado (es decir que se puede encontrar un conjunto de variables de dimensión menor para representar el estado del sistema), el sistema es de rango inferior al sistema de ecuaciones hallado, y sobran tantas ecuaciones como grados de redundancia tiene X. La solución es eliminar algunas de las ecuaciones y algunas de las variables de X, pero el procedimiento no se discutirá aquí.

III.3. EXTENSION DE LAS ECUACIONES DE NUDOS PARA INCLUIR FUENTES DE TENSION CON RESISTENCIA NULA.

Como la corriente que circula por una fuente de tensión con resistencia nula no es expresable en función de la tensión en sus bornes, no es posible incluir tal componente en las ecuaciones de nudos. Una solución es no permitir el uso de tales fuentes obligando siempre a usar fuentes con cierta resistencia interna, pues de esta manera podemos hacer el equivalente NORTON de la fuente con su resistencia, sustituyéndolas por una admitancia en paralelo con una fuente de corriente (ya mostró en el ejemplo cómo incluir dichos componentes). Esta solución tiene el inconveniente, de bajar drásticamente el tamaño del paso de tiempo del integrador numérico, para obtener estabilidad del mismo tal como se puede desarrolla en [11] para el método de Euler.

En la biblioteca básica de componentes del simulador se incluye con el nombre de "rvg" (generador de voltaje con resistencia).

Esta solución funciona bien en la medida en que la resistencia incluida sea lo "suficientemente grande". Al achicar la resistencia, disminuye el condicionamiento entre la tensión y la corriente de la fuente, acercándose el sistema de ecuaciones ha ser no invertible. Esto lleva, en el momento de la inversión del sistema, a divisiones por números muy pequeños que amplifican los errores numéricos y pueden causar desbordamiento numérico en alguna de las operaciones.

Para evitar este tipo de condicionamientos débiles, se propone a continuación un cambio en las ecuaciones de nudos, para permitir incluir generadores de tensión ideales.

Se agrega al circuito ejemplo una fuente de tensión v(t) entre los nudos 1 y 2 tal como se indica en la figura 2.

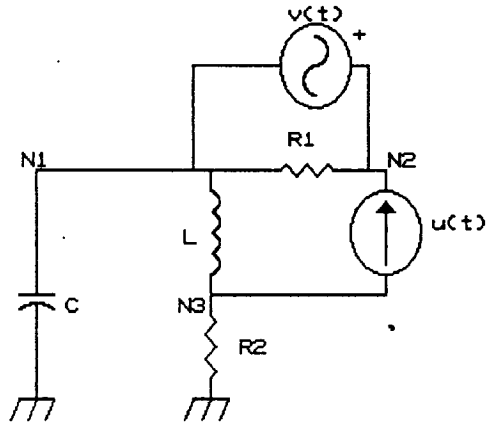


fig. 2.

No es posible expresear la corriente por el generador en función de la tensión en sus bornes, consideramos la ecuación del "corte" del circuito que encierra sólo a los nudos que son bornes del generador. Dicha ecuación se puede obtener como la suma de las ecuaciones de nudo de los bornes, ya que la corriente por el generador (que es desconocida), se cancela al hacer la suma.

De esta manera, se sustituye una de las ecuaciones de nudos de los bornes por la ecuación del corte, y la ecuación de nudo correspondiente al otro borne la se sustituye por la ecuación que impone el generador incluido entre ambos nudos. En el ejemplo, las operaciones de inclusión del generador expresadas en forma simbólica son:

```
e1) <- { e1) + e2) };
e2) <- { V[2] -V[1] = v(t) };
```

y el sistema de ecuaciones resultante es el que se muestra en la página siguiente.

$$
\begin{array}{r}
 \\
en_1+en_2): \\
*): \\
en_3): \\
ex_1): \\
ex_2):
\end{array}
\begin{array}{c}
\begin{array}{cccccccc} V_1 & V_2 & V_3 & X_1 s & X_2 s & X_1 & X_2 & \end{array} \\
\left[\begin{array}{cccccccc}
0 & 0 & 0 & C & 0 & 0 & 1 & \\
-1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \\
0 & 0 & y_2 & 0 & 0 & 0 & -1 & \\
-1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & \\
-1 & 0 & 1 & 0 & L & 0 & 0 &
\end{array}\right]
\end{array}
=
\begin{bmatrix} u(t) \\ v(t) \\ -u(t) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}
$$

IV.4. DETALLES DE LA IMPLEMENTACION

IV.4.1. La ecuación correspondiente al nudo 0, nunca se forma, y por lo tanto no está disponible para sumarla a otra en caso de ser necesario. Por esta razón, cuando uno de los nudos del generador es

el 0, se realiza la operación sismbólica:

e0) <- { e0) + ek) }, siendo k el otro nudo del generador, y se sustituye ek) por la relación de tensiones que impone el generador.

IV.4.2. Cada vez que se introduce al circuito un generador de tensión, se afectan dos ecuaciones , las cuales dejan de representar "la ecuación de nudo". Por lo tanto, si se intenta agregar posteriormente un componente que afecte dicha ecuación, hay que tener ciertas precauciones. Se realiza anotando, cuando se suman dos ecuaciones, en qué ecuación queda la suma. De esta manera si se agrega un componente que afectaría a la ecuación original, se afecta en realidad a la ecuación suma.

IV.4.3. El ir anotando qué nudos fueron incluidos en un corte, permite detectar cuándo los generadores de tensión forman un bucle. Como esta situación es o redundante o errónea, el programa se para escribiendo el mensaje: "BUCLE DE GENERADORES DE TENSION".

IV.4.4. En el caso de existir en el circuito "bucles capacitivos" o "cortes inductivos", el conjunto de tensiones de los condensadores y corrientes en los inductores es redundante como vector de estado del circuito. Esto se detecta en SIMEEP, pues es imposible llevar a cabo la eliminación Gaussiana del sistema de ecuaciones, pero a partir del mismo sistema (a medio resolver), se determina cuál o cuáles de las variables de estado son redundantes y cómo dependen de las demás elegidas para la simulación como verdaderas variables de estado. Esto es totalmente transparente para el usuario.

IV. DETERMINACION DE LOS INSTANTES DE CONMUTACION

Supondremos que el circuito, dado un estado del conjunto de llaves, es lineal, y por lo tanto, mientras no cambie ninguna llave, es representable por una ecuación de estado lineal. El estado del circuito queda entonces determinado por el estado lógico, que determina la posición del conjunto de llaves, y por el estado real, que corresponde a las variables de estado elegidas para el estado lógico actual. Con cada estado lógico tenemos asociada una ecuación de estado lineal que determina la dinámica del circuito.

Notación: DX = "estado lógico"
X = "estado real"
(DX,X) = "estado"

Dado un estado inicial del circuito y conocidas las entradas del mismo, es posible realizar la simulación numérica del mismo, integrando la ecuación de estado obtenida como se describió en la sección III. Pero dicha ecuación será válida sólo mientras no ocurran conmutaciones, es decir mientras el estado lógico permanezca siendo el mimo. Para determinar la validez o no del DX actual habría que haber obtenido el conjunto de condiciones necesarias para su validez junto con las ecuaciones de estado.

Sin embargo, en lugar de obtener dicho conjunto de condiciones, hemos decidido, "preguntarle" a los componentes del circuito si están de acuerdo con la topología actual, o si no están de

acuerdo, cuál es el cambio que proponen. Este enfoque, puede pensarse, como el conjunto de condiciones repartidas entre los componentes que las originan. Como ejemplo pondremos el modelo más simple de diodo disponible en la biblioteca de modelos de SIMEEP.

```
{-------------------------------------------}

procedure diodoIdeal(k,j:word; rd:real);
begin
     nd:=nd+1;
     if check then  DX[nd] := v[k] > v[j]
     else
          if DX[nd] then r(k,j,rd) (* resistencia rd entre *)
                                   (* los nudos k y j *)
          else (* circuito abierto *)
end;

{-------------------------------------------}
```

Como se observa, los modelos se incluyen en las librerías como fuentes PASCAL, que describen el funcionamiento del componente. El modelo del componente, será invocado muchas veces durante una simulación, algunas veces para formar las ecuaciones de estado (check = FALSE) y otras , en modo "CONSULTA" (check = TRUE), para determinar la validez del estado lógico actual.

En el ejemplo, el modelo es de un diodo, conectado entre los nodos (k) y (j) y de resistencia en estado de conducción (rd). Observar, que si (check = TRUE), entonces se ejecuta nada más que la instrucción DX[nd] := v[k] > v[j] , en la cuál, DX[nd] corresponde a la variable booleana del estado lógico asociada al estado de este diodo en particular y v[j] y v[k], son los potenciales de los terminales del diodo. Así, cuando el modelo es invocado en modo CONSULTA, la variable lógica asociada con él es devuelta con el estado en que tendría que estar según la tensión que el diodo "ve" en sus terminales.

Antes de invocar a todos los componentes en modo consulta, el contenido de DX, es guardado en un vector auxiliar DX0, de esta manera, comparando el resultado de realizar la consulta con el estado lógico actual, podemos concluir si son iguales (DX = DX0), que el estado lógico actual es válido y que podemos continuar con la integración de su ecuación de estados.

Si el resultado de la consulta difiere del estado lógico almacenado (DX <> DX0), se debe determinar cuál será el nuevo estado lógico. Para ello vale la pena comentar que es muy importante en los CEPs determinar con mucha precisión el instante en que tiene lugar la conmutación.

El circuito de la figura 3 es muy sencillo, pero basta para presentar el problema. Cuando la llave está cerrada, la corriente crece, al abrir la llave decrece hasta anularse, instante en que se corta el diodo.

Si no determinamos con precisión el instante de conmutación, cambiaremos de topología con una corriente por la bobina (inversa por el diodo), que no corresponde a la realidad y que altera totalmente los resultados. En este caso particular, estamos

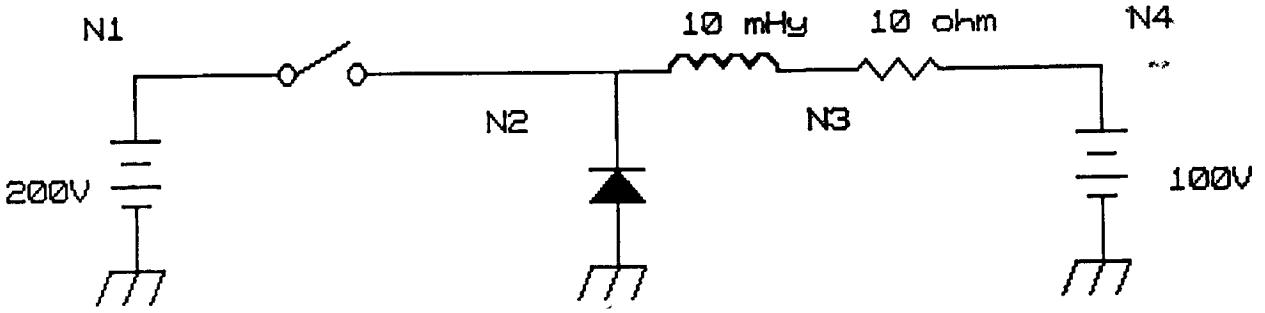


fig. 3. Cambio brusco de las constantes de tiempo

cortando una bobina, con corriente no nula, lo que llevara a transitorios de tensión importantes en bornes del diodo.

Este comportamiento que se asemeja mucho, a lo que sucede en los diodos reales, sometidos a conmutaciones violentas debido al fenómeno de recuperación inversa, aquí es producto de determinar en forma imprecisa el instante de conmutación.

En SIMEEP, se especifica en el mismo archivo de descripción del circuito a simular, la precisión con que se quiere afinar las conmutaciones, especificando cuantas veces más chico debe ser el paso de integración (con respecto al paso con que se venía integrando) para aceptar el cambio de topología.

De esta manera, cuando nos acercamos a una conmutación, el paso de integración se divide por 2 en instancias sucesivas, hasta que se logra cruzar el punto de conmutación con un paso de tiempo menor o igual al especificado como máximo aceptable.

Luego que tiene lugar una conmutación, debemos determinar cuál es la nueva conmutación. Para lo cuál, en lugar de probar todas las combinaciones posibles de DX, que además de ser muy costoso en tiempo, podría llevarnos a un estado lógico válido que no sea necesariamente aquel al que iría el circuito real que estamos simulando, se procede a resolver el circuito con el estado lógico resultante de la última consulta, calculando la tensión de los nudos en tal caso (sin avanzar en el tiempo), hacemos una nueva pasada en modo consulta y así hasta que dos pasadas consecutivas den el mismo valor para DX.

Cuando esto sucede, es porque todos los componentes están de "acuerdo" con el estado lógico DX.

Si el circuito, para un determinado valor de X puede tener más de un valor de DX válido, frente a una determinada conmutación, el procedimiento indicado, nos lleva a aquel valor que parece más natural, por ser aquel al que los componentes han querido evolucionar. Esta descripción (poco rigurosa), se basa en que las conmutaciones reales tienen cierta dinámica y causística, que las lleva evolucionar en cadena, (unas primero que las otras) hasta un estado final compatible.

Por otro lado, es sencillo encontrar ejemplos (biestable con transistores ideales), para los cuales, frente a una determinada conmutación, el procedimiento descrito, no encadena el estado lógico de partida con el definitivo y por lo tanto, el simulador entra en lo que llamamos "loop lógico".

Detectar que se entró en loop lógico no difícil , basta con

anotar los estados que aparecen en el proceso de determinación de la conmutación y observar si se repiten. Lo difícil, es una vez detectado, determinar cuál es el estado lógico por otro procedimiento. SIMEEP, no tiene implementada ninguna solución a este problema.

Una alternativa es en tal caso, iniciar una búsqueda exhaustiva entre aquellos estados que no han sido probados, pero debido a la complejidad combinatoria que significa una búsqueda de este estilo (y la falta de fundamento físico) este es un punto en el que esperamos alguna idea mejor.

V. CONCLUSION Y PERSPECTIVAS.

La simulación de CEPs, es complicada, llena de particularidades, que lleva a que la mayoría de los usuarios, se vean decepcionados cuando intentan usar un simulador pensado para simular circuitos analógicos en general para tal propósito.

Hasta el momento, no conozco, ningún simulador, que sin "parches" introducidos por el propio usuario, (según el problema enfrentado), logre simular de manera eficiente cualquier CEP.

Los circuitos en que es más difícil, obtener una simulación exitosa (y eficiente) suelen ser los más sencillos e ideales, no estando la complejidad en el número de componentes, sino, en lo poco o nada amortiguados que son, o en particularidades tales, como bobinas que se abren (con un diodo o llave), condensadores que se conectan en paralelo con una fuente de tensión etc.

Apuntando hacia el uso de simuladores diseñados para simular circuitos conmutados como base para el desarrollo de ambientes de simulación de CPEs potentes con suficientes herramientas para el análisis y modelado de CEPs (con diferentes grados de abstración), se describio (bastante al detalle) el módulo de formación de ecuaciones usado en SIMEEP.

En cuanto a las perspectivas de desarrollo del tema, señalaré dos problemas:

a) Dado un CEP, encontrar el estado de régimen.

b) Dado un CEP en régimen, obtener un modelo de pequeñas perturbaciones para el mismo, con el fin de poder diseñar lazos de realimentación, y estudiar la influencia de pequeñas perturbaciones externas.

Hamill en [6], indica su solución al punto a). Esta solución adolece de suponer que el CEP, funciona a frecuencia fija conocida.

En [5] se indica una solución para b), pero no se supone el estado de régimen conocido.

Ambas ideas, se basan, en utilizar un simulador "bruto", como pueden ser SPICE, MICROCAP, o SIMEEP, como herramienta base.

Nuestra idea, es desarrollar (usando como base SIMEEP), un simulador "astuto", con el cuál, se pueda determinar si un CEP, tiene estado de régimen, y la frecuencia del mismo.

Teniendo la manera de calcular el estado estacionario, (sin la necesidad de efectuar la simulación bruta hasta el), intentaremos, implementar un Modelador, que nos permita obtener modelos de pequeña señal de los convertidores, y realizar estudios de estabilidad y comportamiento frente a pequeñas perturbaciones.

La posibilidad de obtener modelos para grandes señales en forma automática es muy atractiva, pero por el momento muy lejana.

VI. REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS.

MODELADO DE CONVERTIDORES:

[1]- R.D. Middlebrook, S. Cuk, "A General Unified Approach To Modelling Switching-Converter Power Stages", *IEEE, PESC*, Jun. 1976, Cleveland, OH.

[2]- S. Cuk, R.D. Middlebrook, "A General Unified Approach To Modelling Switching DC-To-DC Converters in Discontinuous Conduction Mode", *IEEE, PESC*, Jun. 1977, Palo Alto, CA.

[3]- R.J. King, "A Fourier Analysis for Fast Simulation Algorithm", *IEEE Trans. on PE,* vol. 4, No. 4, Oct. 1989.

[4]- V. Thottuvelil, D. Chin, G. Verghese, "Hierarchical Approaches to Modeling High-Power-Factor AC-DC Converters", *IEEE Workshop on Computers in Power Electronics*, Aug. 1990 PA-USA.

[5]- P. Maranesi, "PWM Converter Characterisation in the Frecuency-Domain Through Fast Time-Domain Computer Simulation", *IEEE Workshop on Computers in Power Electronics*, Aug. 1990 PA-USA.

[6]- D. Hamill, "Improved Time-Domain Simulation of Resonant and Other DC-DC Converters",*IEEE Workshop on Computers in Power Electronics*, Aug. 1990, PA-USA.

[7]- S.Y.R. Hui, C. Christopoulos, "A Discrete Approach to the Modeling of Power Electronic Switching Networks", *IEEE, Trans. PE*, no. 4, pp. 398-403, Oct. 1990

[8]- P. Krein, J. Bentsman, R. Bass, B. Lesieutre, "On the Use of Averaging for the Analysis of Power Electronic Systems", *IEEE, Trans. PE*, no. 2, pp. 182-190, Apr. 1990.

[9]- V. Vorpérian, R. Tymerski, C.Y. Lee, "Equivalent Circuit Models for Resonant and PWM Switches", *IEEE, Trans. on PE*, vol. 4, no. 2, Apr. 1989.

APROXIMACIONES DE LA MATRIZ DE TRANSICION:

[10]- A. Luciano, A. Strollo, "A Fast Time-Domain Algorithm for the Simulation of Switching Power Converters", *IEEE, Trans. PE*, no. 3, pp. 363-370, Jul. 1990

[11]- R. Chaer, "On The Numerical Integration of the State Equation", *IEEE Workshop on Computers in Power Electronics*, Aug. 1990 PA-USA.

LIBROS BASICOS:

[12]- S. Seshu, N. Balabanian, "Linear Network Analysis", J. Wiley and Sons.
[13]- Noël Gastinel, *"Analisis Numérico Lineal"*, Reverté 1975
[14]- D. Kahaner, C. Moler, S. Nash, "Numerical Methods and Software", Prentice-Hall 1989.
[15]- G. Dahlquist, A. Björck, "Numerical Methods", Prentice Hall 1974.
[16]- Atkison, Harley, "an itroduction to Numerical Methods with PASCAL", Addison-Wesley.

Registrador de perturbaciones para la red de transmisión eléctrica.

Juan H. Lujan, Pablo Mazzara, Juan P. Oliver, Fernando Silveira.

Instituto de Ingeniería Eléctrica
Facultad de Ingeniería
Montevideo.

1. Resumen

El proyecto se desarrolló en el marco de un Convenio suscrito entre el IIE y la UTE y comprendió el desarrollo del hardware y software de un prototipo de registrador de perturbaciones de la red de transmisión eléctrica.

El equipo adquiere de forma continua 8 señales analogicas muestreadas a 4000 muestras por segundo y 16 señales digitales, muestreadas a razon de 1000 veces por segundo.

Las muestras de las señales son analizadas en tiempo real para detectar varios tipos de posibles desviaciones respecto del comportamiento nominal. En caso de detección positiva de desviaciones, las señales se almacenan en medio magnetico para su posterior procesamiento.

El presente trabajo resume las experiencias adquiridas en el desarrollo de las interfaces del adquisidor con las señales a medir. La atención se concentra en las soluciones a los problemas de medida y aislación en el entorno particular en que el equipo funcionará.

2. Introducción.

El equipo se ha desarrollado[1] a los efectos de realizar una supervision permanente de la red electrica. Dicha supervision está compuesta por un lado de la deteccion de las perturbaciones de la red y por otro del registro de las mismas para su posterior analisis.

---

[1]- Participaron en el desarrollo del equipo: Omar Barreneche, Pablo Darscht, Gabriel Gomez Sena, Juan Luján, Pablo Mazzara, Juan Pablo Oliver, Julio Pérez Acle, Conrado Rossi Aicardi, Fernando Silveira.

2.1 Requerimientos del equipo

Las especificaciones del equipo ([1]) indican que se deben poder supervisar un total de 8 canales analógicos y 16 canales digitales. A estos efectos, se deberan adquirir las señales de estos canales y analizarlas, para determinar si existio una perturbacion. Llamaremos arranque al desencadenamiento de un registro en medio magnetico. Las condiciones de arranque posibles son:

a) En el caso de señales analogicas:
   - frecuencia inferior a un cierto minimo.
   - frecuencia superior a un cierto maximo.
   - amplitud inferior a un cierto minimo.
   - amplitud superior a un cierto máximo.
   - pendiente superior a un cierto maximo.

b) En el caso de señales digitales:
   - flanco creciente o decreciente.

c) Contacto sin tension.

d) Ensayo por el operador.

Las causas a) y b) pueden ser deshabilitadas en forma independiente para cada canal.

Los registros deben incluir un total de 3 segundos, a partir de al menos 200 mseg. antes de la deteccion de la primera condicion de arranque y deben almacenarse los datos de la totalidad de los canales (analogicos y digitales) correspondientes a ese periodo de tiempo.

Por lo tanto el equipo debe poder funcionar en forma ininterrumpida y autónoma.

Las señales deben adquirirse de acuerdo a los siguientes requerimientos:

* Entradas analogicas:
   - ancho de banda: 1 KHz
   - error permitido: 5 % para señales mayores que 50% de la nominal.
   - fondo de escala: la situacion más exigente se da para las medidas de corriente, en las que se desea medir hasta 20 * valor nominal. Las razones que llevan a esta condicion, así como desempeños opcionales que luego se introdujeron en el equipo se verán en la Seccion 3.1.2 donde se discute el diseño de la interfaz de corriente.
   - consumo admisible, caracteristicas de aislacion e inmunidad al ruido como se detallan en la Seccion 3.1.1.

* Entradas digitales:
  - frecuencia de muestreo: 1 Khz,
  - niveles lógicos, consumo admisible, caracteristicas de aislacion, inmunidad al ruido como se detallan en la Seccion 3.2.

Las señales a medir se toman del secundario de los transformadores de medida de una subestación de UTE para las entradas analogicas y de los dispositivos de proteccion en el caso de las entradas digitales.

Dado que las señales analógicas deben ser registradas con un ancho de banda de 1 Khz, de acuerdo al Teorema del Muestreo, la frecuencia de muestreo debe ser superior a 2000 muestras por segundo y por canal. Teniendo en cuenta las caracteristicas de atenuación de los filtros a ser utilizados para evitar "aliasing", se eligio muestrear 4000 veces por segundo y por canal.

Para tener una cota de error de acuerdo a las especificaciones, el intervalo de cuantificación debe ser menor que:

$$0.05 * (1/2) * (\text{Valor nominal})$$

Dado que el maximo valor a medir es 20 * (Valor nominal), y considerando el error de cuantificacion de 0.5 LSB, el conversor A/D a utilizar debe tener como minimo 400 palabras de código distintas, más un bit de signo.

De lo anterior se obtiene que el conversor A/D debe tener por lo menos una precisión de 10 bits.

2.2- Estructura general del equipo

A los efectos de minimizar el tiempo de desarrollo, se optó por diseñar el equipo aprovechando donde ello era posible elementos disponibles en el mercado como ser:

- Computador Personal con microprocesador de 16 bits 80286 (sin teclado ni monitor).

- Tarjeta adquisidora, interior al computador, de 12 bits de precisión y velocidad máxima de adquisición de 50000 muestras por segundo.

Y realizando un desarrollo propio en el caso de las partes especificas a la aplicación como ser:

- Transformadores de medida para tension y corriente.

- Tarjeta de acondicionamiento de las señales analógicas.
- Tarjeta de acondicionamiento y aislación de las entradas logicas.
- Software del equipo.
- Fuente de alimentación
- Diseño fisico general del equipo de acuerdo a normas internacionales.

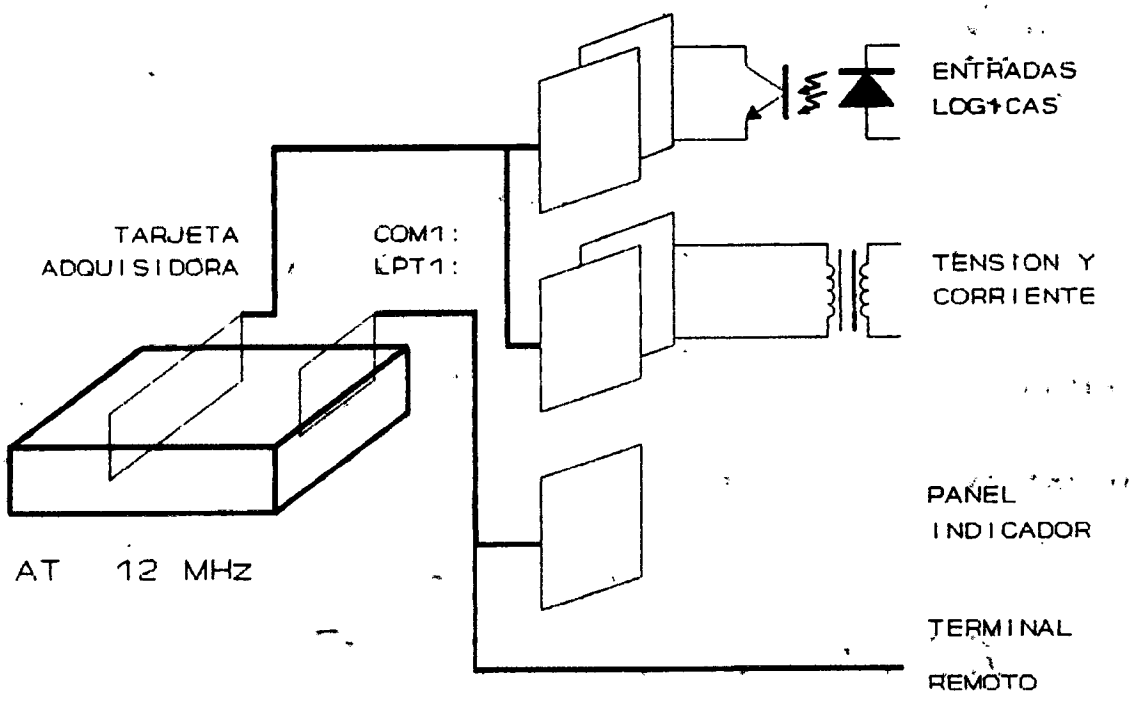


Fig. 2

A partir de los elementos descritos en el párrafo anterior y a efectos de cumplir con los requerimientos detallados en el punto 2.1, se construyó un equipo que desde el punto de vista de procesamiento y adquisicion de los datos tiene las siguientes caracteristicas relevantes:[2,3]

- Se utiliza una frecuencia de muestreo de 4000 muestras por segundo y por canal.

- A los efectos de lograr un flujo continuo de muestras analogicas hacia la memoria del computador, se emplean dos canales de Acceso Directo a Memoria (DMA) alternadamente.

- El análisis de los datos analógicos y digitales adquiridos, se realiza por software una vez que se encuentran digitalizados en la memoria del computador. Durante cada segundo se analizan 32000 muestras analógicas y 1000 muestras digitales de 2 bytes cada una, lo que consume aproximadamente el 33% del tiempo del procesador.

- La lectura de las señales lógicas se realiza a través de un puerto de 16 bits incluido en la tarjeta adquisidora.

- A los efectos de comandar el panel de indicaciones luminosas del equipo, de leer el estado del boton para ensayo y de la entrada de arranque por contacto sin tensión, se utilizo el puerto estándar de impresora.

- En cuanto a la entrada/salida de los datos, existen dos posibilidades: o bien realizarla mediante la diskettera, o bien a traves del puerto serie. Esta facilidad se utiliza para retirar registros o modificar la configuración del equipo.

3. Aislación y acondicionamiento de las entradas.

3.1. Entradas analógicas.

En lo que se refiere a aislación y acondicionamiento, del equipo se requerian las siguientes prestaciones:

* Medida de cuatro tensiones con valores nominales de $100/\sqrt{3}$Veff o $200/\sqrt{3}$Veff y valores en condición de sobrecarga de hasta 380Veff.

* Medida de cuatro corrientes con valores nominales de 1A o 5A y valores en condicion de sobrecarga de 20A y 100A.

En ambos casos se debia cumplir además:

* Aislaciones:

  - Resistencia de aislacion mayor que 100MΩ, @ 500Vcc y rigidez dielectrica a 2.5kVeff, 50Hz, 1min., según norma IEC 258.

  - Ensayo de impulso, 1.2/50 µseg., 5kVp. según norma IEC 255-5.

* Inmunidad a parásitos de H.F.: según norma IEC 255-6-C:

  - 1MHz, 400Hz, 2seg., 2.5kVp. en modo longitudinal (modo comun).

- 1MHz, 400Hz, 2seg., 1kVp. en modo transversal (modo diferencial).

Teniendo en cuenta la arquitectura utilizada para la conversion A/D, que impone la aislacion de las señales del "lado analogico", y los rangos de señales a medir, la solución más adecuada para la aislacion de las entradas es la utilizacion de transformadores de medida. Esto además permite un primer acondicionamiento de los niveles de las señales.

El error admisible de los transformadores de medida surge de lo siguiente:

La tarjeta de conversion utilizada garantiza una exactitud global de 0.03% del fondo de escala (lo que es equivalente a 0.6144 LSB).

El requerimiento de un error menor al 5% para un medio del valor nominal (Valnom) es mas exigente para el caso de los canales de corriente en los que el fondo de escala es 20 * Valnom. En este caso, para un conversor de 12 bits, se tiene un error máximo admisible de aproximadamente 2.5 LSB. Por lo tanto se tiene para las etapas de aislacion y acondicionamiento: 1.89 LSB, lo que es equivalente a 3.7% para Valnom/2.

En base a esto se tomó como criterio de diseño para los transformadores un error relativo máximo para valores mayores que Valnom/2 de 1% ; lo que se aplicó a ambos tipos de transformadores.

En el curso del diseño del equipo se acordó dar la opción de que el fondo de escala para medidas de corriente fuera de 60 * Valnom, ya que los estudios acerca del comportamiento de los transitorios de corrientes de cortocircuito indicaban que era usual tener valores de pico de este orden (siendo 20In la condicion de régimen en cortocircuito)[4]. Si bien esto implica una degradación del error para Valnom/2, la misma no es muy importante, ya que para fondo de escala 20 * Valnom, se cumple holgadamente con la especificación del error admisible.

3.1.1. **Transformadores de corriente.**

El transformador de corriente se diseñó en base a un núcleo toroidal construido utilizando una cinta de hierro silicio. Esta elección permitió desde el punto de vista constructivo obtener una relación de transformación de 1 a 35000 que hace posible acondicionar la corriente de salida con una electrónica simple (en base a amplificadores operacionales sin una electrónica de potencia intermedia).

Los criterios de diseño, en resumen, fueron:

i) Error relativo < 1%.

ii) Campo magnetico maximo en el nucleo: 0.1 T. Esta condicion, tiene en cuenta el hecho que durante el transitorio de las corrientes de cortocircuito, se tiene valor medio no nulo durante varios ciclos imponiendo una magnetizacion superior a la de régimen en el núcleo.
iii) Factor de llenado < 0.5.
iv) Consumo máximo 5 VA.
v) Densidad de corriente < 2 A/mm^2.
vi) Relacion de transformacion que asegure una corriente máxima en el secundario menor que 15mA (de modo que fuera manejable por el amplificador operacional elegido).

En base a estos criterios se llego a un transformador con las siguientes caracteristicas:

i) Relación de transformacion de 1 a 35000.
ii) Nucleo con las siguiente dimensiones:
Radio interior: 4cm.
Radio exterior: 7cm.
Ancho de la cinta: 4 cm.
iii) Alambre de diámetro: 2mm.

Se construyeron 4 transformadores con estas caracteristicas, y al ensayarlos se obtuvieron resultados que garantizan un error en esta etapa menor que el 1%, para amplitudes entre Valnom/2 y fondo de escala.

3.1.2. Transformadores de tensión.

En el caso de los transformadores de tension se utilizaron los siguientes criterios de diseño:

i) Tension máxima de entrada: 380 Veff.
ii) Frecuencia mínima: 30 Hz.
iii) Consumo máximo 5VA.
iv) Se despreció en el modelo utilizado para los cálculos la self de fugas.
v) Error relativo menor que 1%, lo que da una condición en función de la resistencia del bobinado primario y la self magnetizante.
vi) Relacion de transformación: 4 a 1.
vii) Campo máximo en el nucleo: 1T a 50 Hz.
viii) Densidad de corriente máxima: 2 A/mm^2.
ix) Factor de llenado < 0.5.

En base a estos criterios se obtuvo:
N1 = 3076
N2 = 769
Sección del nucleo = 33x33 mm^2.
Diámetro de alambre = 0.3 mm.

Se construyeron 4 transformadores con estas características y con dos pantallas, y al ensayarlos se obtuvieron resultados que garantizan un error en esta etapa menor que el 1%, para amplitudes entre Valnom/2 y fondo de escala. Esto se verificó para frecuencias entre 30Hz y 2KHz.

3.1.3. Tarjeta de acondicionamiento analógico.

Esta tarjeta contiene:

* acondicionamiento de niveles (que incluye en los canales de corriente la conversión corriente - tensión) para que la señal de salida esté en el rango de entrada de la tarjeta A/D (± 10V).

* filtrado "antialiasing", implementado con un filtro de Butterworth de sexto orden, con frecuencia de corte 1KHz. El orden del filtro fue determinado en base al criterio de tener una atenuación mayor que 30dB @ 2KHz, doble de la frecuencia de corte y mitad de la frecuencia de muestreo. Se eligió un filtro de Butterworth teniendo en cuenta sus buenas características desde el punto de vista de la respuesta amplitud frecuencia y su regularidad en el retardo de grupo.

Para el amplificador de entrada se utilizó el operacional OP10, siendo esta etapa en la que se encuentra el ajuste de offset del canal. Para el filtro se utilizó TL084.

El circuito impreso diseñado es tamaño doble EUROCARD (como el resto de las tarjetas del equipo), y en él se encuentran las etapas de acondicionamiento de cuatro canales, pudiéndose configurar en el armado del circuito cada uno de ellos como canal de corriente o de tensión.

3.2. Entradas lógicas.

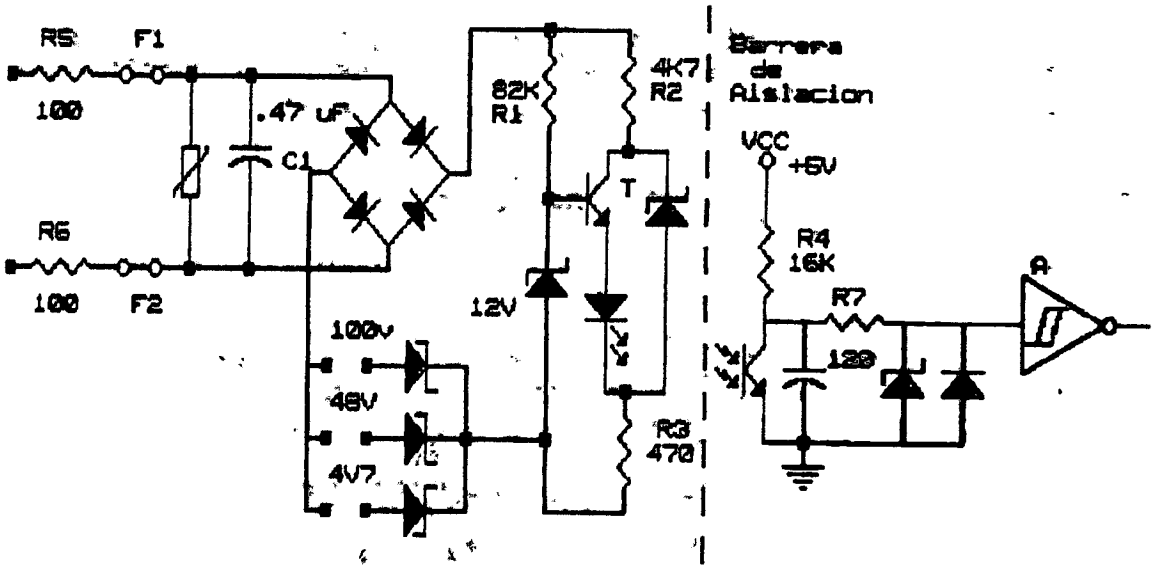
3.2.1. Especificaciones.

Las entradas digitales debian cumplir:

* Admitir tensiones seleccionables de 48, 110 a 125, o 220 a 250 VCC, de cualquier polaridad.

* Soportar una sobrecarga de 380 Veff. en forma permanente, en cualquier configuración.

* Especificaciones de aislación e inmunidad a parásitos iguales que para las entradas analógicas.



3.2.2. Descripción del circuito adoptado.

La tarjeta se compone de los siguientes bloques:

* Filtro de entrada para rechazar parásitos de alta frecuencia.

* Rectificador en puente para permitir conexiones de cualquier polaridad.

* Bloque de discriminación de niveles y aislación. Este bloque tiene umbral configurable de acuerdo al rango de entrada elegido. La barrera de aislación está implementada con optoacopladores.

* Etapa de salida en niveles TTL.

La condición de sobrecarga resultó la más difícil de satisfacer, teniendo en cuenta el gran rango de trabajo que se tiene cuando esta condición se da para una entrada configurada para 48VCC. Además se encontró que las exigencias en caso de sobrecarga se ven agravadas debido al transitorio que se produce al conectar y desconectar los 380Veff., sobre el filtro capacitivo de entrada.

Luego de estudiar y ensayar varias alternativas se obtuvo el circuito de la figura 2, el cuál soporta adecuadamente las sobretensiones transitorias y de régimen, con una disipación admisible, estando construido enteramente en base a componentes disponibles en plaza.

El optoacoplador utilizado soporta tensiones máximas de 7.5kVp a través de la barrera de aislación. Si bien esto es suficiente para cumplir las especificaciones del equipo, se previó una protección que garantice que este rating no sea excedido, en base a descargadores en aire implementados en el propio circuito impreso. Esto resolvió el problema de la no disponibilidad de descargadores gaseosos de tensiones adecuadas, comportándose satisfactoriamente en los ensayos realizados hasta el momento.

4. Resultados obtenidos.

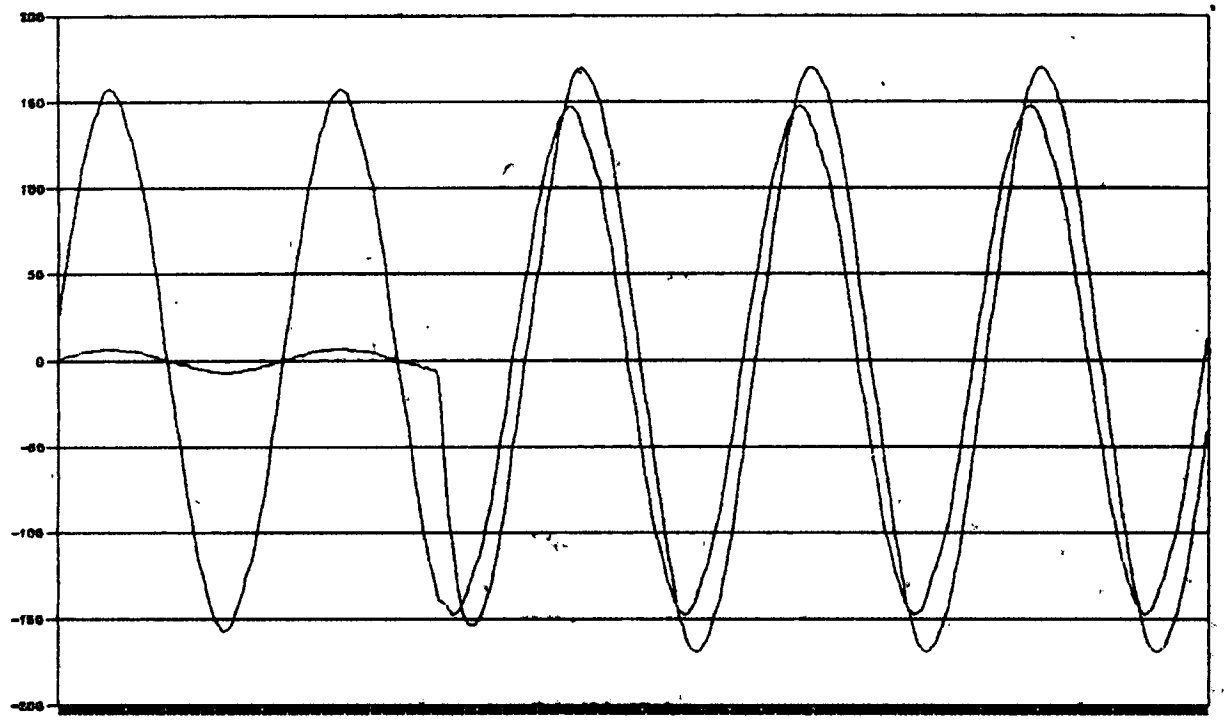


Figura 3. Formas de onda del cortocircuito ensayado adquiridas por el registrador. Escala: Tensión en Volts, Corriente en Amperes. El voltaje registrado es el de la red a través de un transformador de medida 220V/110V.

Al momento de presentación de este trabajo se han verificado satisfactoriamente el cumplimiento de las normas de aislación e inmunidad a parásitos por los transformadores de medida; y del ensayo de impulso por parte de la tarjeta de entradas lógicas. Los ensayos restantes se encuentran en proceso de realización.

Para la verificación de la exactitud del sistema completo se realizaron hasta el momento los siguientes ensayos:

i) Se contrastó el funcionamiento del equipo contra un

osciloscopio de memoria digital Tektronix 2232, que si bien tiene menor exactitud en la medida de amplitud (trabaja con 8 bits), permite realizar la medida con una frecuencia de muestreo mayor (10 kmuestras por canal en la escala de tiempos elegida). Los datos adquiridos fueron transferidos a una PC a través de una interfaz IEEE-488.

Este ensayo da una idea cualitativa del funcionamiento del equipo, comprobándose que las ondas se adquieren sin deformación apreciable.

El ensayo consistió en simular un corto circuito monofásico en la red pasando la corriente de 5Aeff a 100 Aeff aproximadamente, adquiriendo tensión y corriente.

Los resultados se muestran en las figuras 3 y 4.

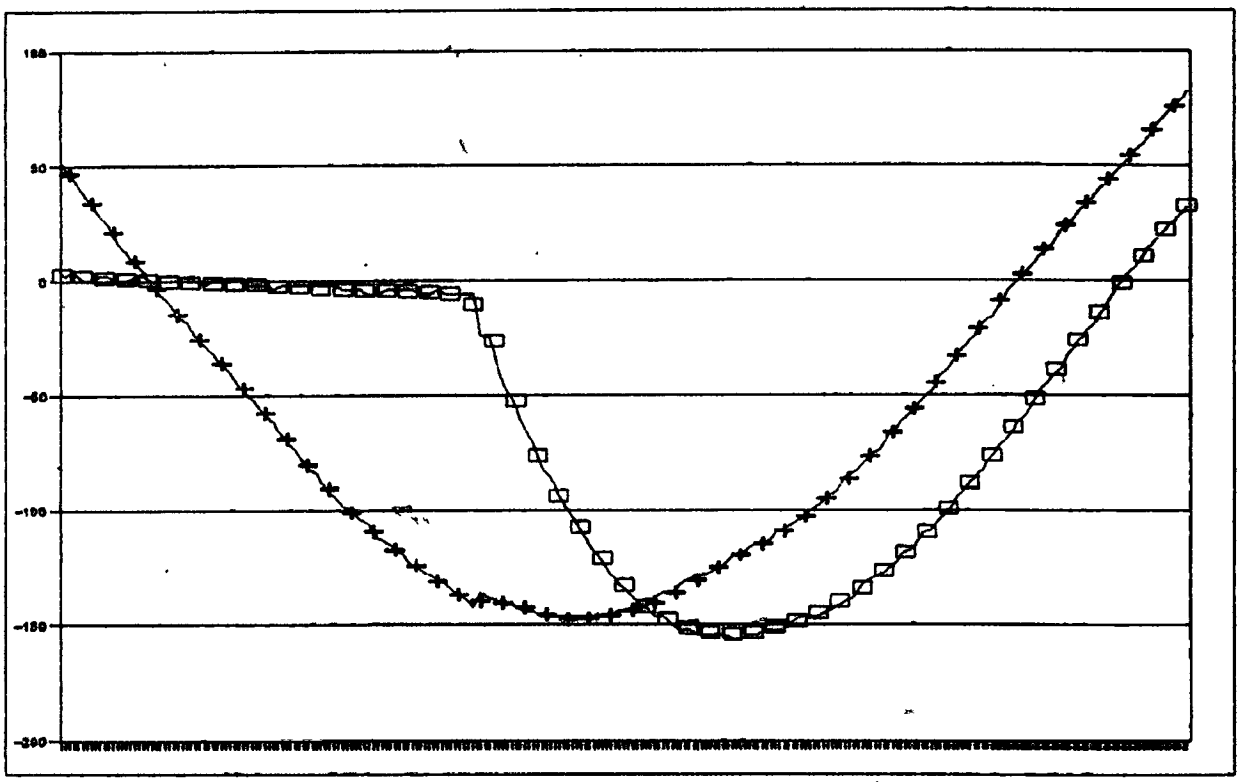


Figura 4. En linea continua curvas adquiridas por el osciloscopio. Marcada con rectángulos las muestras de corriente adquiridas por el registrador, y con cruces las de tensión. Escala: Tensión en V y corriente en A.

ii) A los efectos de estimar el error total del equipo se adquirieron tensiones y corrientes de amplitud 50% de los valores nominales (100/(√3*2) Veff. y 2.5 Aeff.), a partir de las cuáles se calculó el valor RMS. Este valor se comparó con los directamente medidos con un multimetro FLUKE 45; utilizándose

para la medida de la corriente un shunt. El error máximo del multimetro en la medida de tensión es 0.5% y el del conjunto multimetro - shunt en la medida de corriente: 1.5%.

El error máximo del registrador respecto al multimetro fue 4.1% para la tensión y 1.3% para la corriente.

5 Conclusiones

Como se desprende de los ensayos realizados hasta el momento se comprueba que el equipo construido cumple con las especificaciones exigidas por UTE, tanto en lo que se refiere a errores de medida como en aislaciones.

El desarrollo de un equipo de estas caracteristicas fuè posible en base al criterio de diseñar y construir solamente aquellos elementos especificos a la función que resultaron imposibles de adquirir en el mercado. Los esfuerzos se centraron en la creación de un producto de caracteristicas únicas, ajustado a las necesidades especificas del usuario (UTE).

6 Agradecimientos

Fueron de gran importancia en el desarrollo de este trabajo los aportes brindados por los Ings. César Briozzo y Daniel Slomovitz, en lo relacionado con el diseño de los transformadores de medida; y por el Ing. Jorge Alonso en lo referente a las caracteristicas de las señales a medir. Asimismo es de destacar la cooperación de los integrantes del Laboratorio de UTE en la realización de los ensayos de aislación e inmunidad a parásitos.

7 Referencias.

1.- "REGISTRADOR DE PERTURBACIONES PARA LA RED DE TRANSMISION - ESPECIFICACION TECNICA", UTE, 1990.

2.- "REGISTRADOR DE PERTURBACIONES: SOFTWARE", Reporte Interno, Instituto de Ingenieria Eléctrica, Facultad de Ingenieria, Montevideo, 1991.

3.- "REGISTRADOR DE PERTURBACIONES DE LA RED ELECTRICA", Omar Barreneche, Pablo Darscht, Gabriel Gómez Sena, Julio Pérez Acle; Anales del 2do. Seminario de Informática en el Uruguay; Montevideo, Julio 1991.

4.- "NOTAS DEL CURSO DE MEDIDAS Y PROTECCIONES ELECTRICAS", Jorge Alonso, Instituto de Ingenieria Eléctrica, Facultad de Ingenieria, Montevideo, Uruguay.

Desarrollo de un scanner compatible IEEE 488 y aplicaciones

Ings. Jorge Fernández y Pablo Braga

RESUMEN

Se presenta el desarrollo de una matriz de llaves programable desde el bus IEEE 488. Este dispositivo es conocido en instrumentación con el nombre de Scanner.

El diseño está basado en componentes comunes fáciles de obtener en plaza. La interfaz con el bus IEEE 488 implementa la función de escucha permitiendo su programación desde cualquier controlador compatible IEEE 488.

Se discuten los aspectos a tener en cuenta en este diseño y se muestra su aplicación a la automatización de un ensayo de pilas.

INTRODUCCION

La norma IEEE 488 ha sido el estándar por excelencia en instrumentación desde su aparición en 1978. De manera que existen una infinidad de equipos compatibles con esta norma.

Hay ensayos en los cuales las conexiones son permanentes, pero existen otros en los que es necesario cambiarlas durante el mismo.

Para automatizar estos últimos resulta muy útil disponer de un dispositivo programable que permita realizar las conexiones entre instrumentos y objetos bajo ensayo.

DESCRIPCION

En la figura 1 se muestra el diagrama de bloques de la interfaz. Explicaremos la función de cada uno y cómo está implementado.

Los dos bloques llamados llaves de direcciones y comparadores están íntimamente relacionados. La función de este circuito es la de detectar cuando se recibe desde el bus IEEE 488 la dirección asignada al dispositivo. También debe detectar un comando unlisten (UNL). El circuito se muestra en la figura 2. Se necesitan dos comparadores, uno para la dirección asignada y otro para el comando UNL. Los comparadores son 74LS688 o podrían ser 74LS85 pero aumentando la complejidad del circuito y la cantidad de componentes. Los comparadores poseen 16 entradas divididas en dos grupos de 8. Uno de los grupos se conecta a las líneas de datos del bus IEEE 488. Las otras 8 entradas se conectan a una dip switch de 8 llaves. Mediante éstas se fija la dirección asignada al dispositivo.

El integrado compara los dos juegos de entradas activando la salida P=Q cuando se produce la igualdad. También tiene una entrada G la cual habilita esta salida. La entrada G se conecta a la línea ATN del bus para evitar que el comparador active la salida P=Q cuando recibe un comando dependiente de dispositivo o dato que coincida con la dirección seleccionada por las llaves. Sólo cuando ATN es verdadero se habilita la salida del comparador. Esto debe ser así ya que las direcciones se envían en el bus con la línea ATN en 1 lógico. Recordemos que en el bus IEEE 488 se utiliza lógica negativa por lo tanto un 1 lógico corresponde a un cero en tensión.

Se observa que las tres últimas líneas entre las llaves y el comparador están a niveles fijos de tensión. Esto se debe a que en el comando My Listen Address (MLA) estas tres líneas deben tener esos valores y la dirección se selecciona con las 5

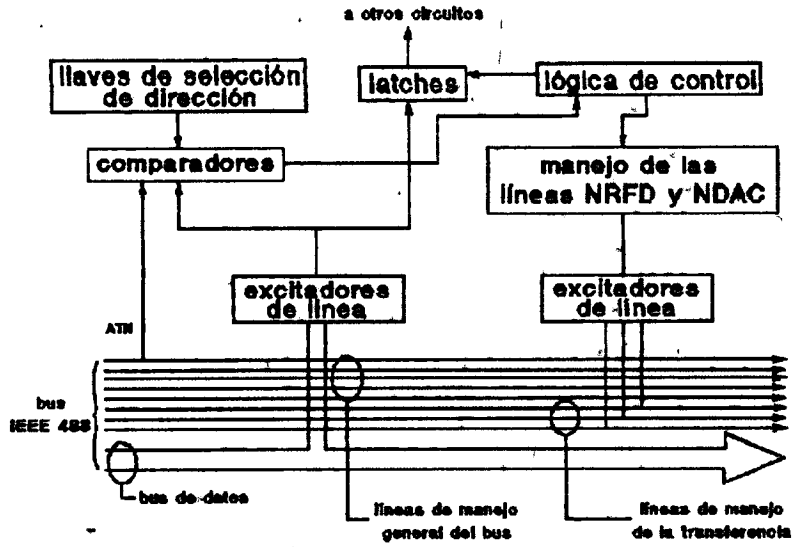


Figura 1

primerás.

Para reconocer el comando Unlisten (UNL) se utiliza el otro 74LS688. Uno de los grupos de 8 entradas se conecta a las líneas de datos del bus y el otro grupo se conecta a los niveles que corresponden al comando UNL. También se conecta la línea ATN a la entrada G de habilitación por la misma razón que para el otro comparador.

Si se utilizaran 74LS85 para realizar esta función implicaría utilizar el doble de integrados ya que éstos tienen dos juegos de 8 entradas cada uno. Además sería necesario agregar un inversor para la línea ATN.

En el bloque de los latches se almacena el dato recibido del bus para excitar a los relés. Está implementado con dos 74LS75 (figura 3). Las entradas de datos se conectan a las líneas de datos del bus. Las entradas de reloj se activan cuando estando direccionado como escucha se activa la línea DAV. Cuando se recibe un comando UNL se inhabilitan las entradas de reloj y se mantiene en ese estado hasta que se lo direccione de vuelta como escucha. También en el caso de activarse la línea Interface Clear IFC se inhabilitan las entradas de reloj.

El bloque de manejo de las líneas de handshake es el más complicado (figura 4). El mismo está diseñado para respetar la norma en todo lo que tiene que ver con el manejo de la transferencia de datos. En el encendido del equipo la red de condensador y resistencia se encargan de poner a cero los flip-flops que

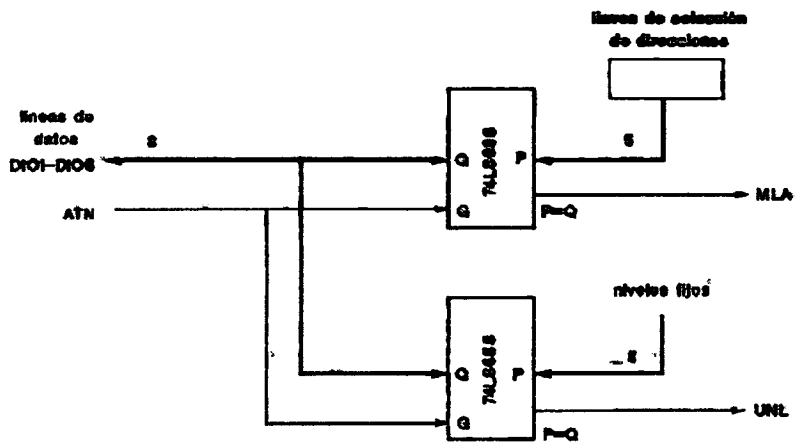


Figura 2

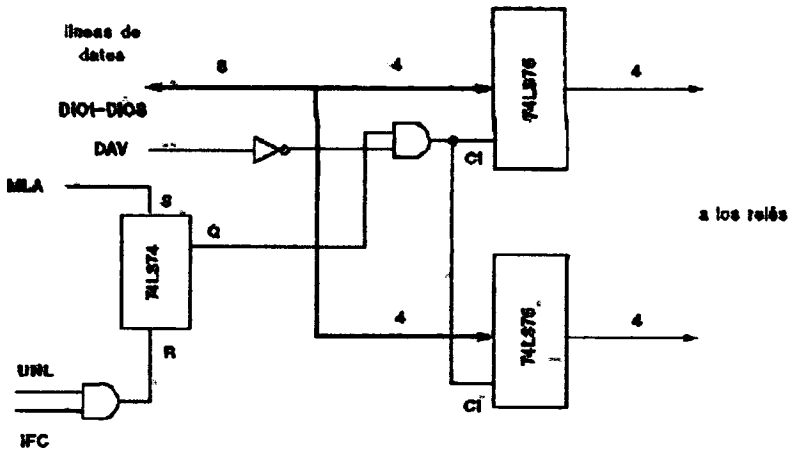


Figura 3

manejan las líneas NRFD y NDAC. Una vez transcurrido el tiempo necesario para que se estabilicen todos los circuitos se hace subir la línea NRFD para indicar que la interfaz está pronta para recibir datos. Este retardo lo introduce el monostable U1. Una vez que todos los dispositivos conectados al bus han liberado la línea NRFD el hablador baja DAV para indicar que los datos que existen en las líneas de datos son válidos. Eso hace subir a NRFD casi inmediatamente.

El monostable U2 introduce un retardo a partir de este momento suficiente para que los relés se estabilicen. Una vez transcurrido ese tiempo se sube NDAC indicando la aceptación del dato. A su vez esto dispara el monostable U4 para que NRFD vuelva a subir. Cuando el hablador sube DAV para poner un nuevo dato en el bus el monostable U5 actúa haciendo que NDAC baje nuevamente. El ciclo se repite cada vez que se recibe un dato del bus. Cuando se recibe un comando Interface Clear la línea IFC hace que suba NRFD y baje NDAC.

Por último la excitación de los relés se realiza con optoacopladores que se conectan a las salidas de los latches. Se logra así aislación galvánica entre la parte de lógica de la interfaz y la fuente que excita a las bobinas de los relés. Esto es necesario para reducir las capacidades parásitas entre la

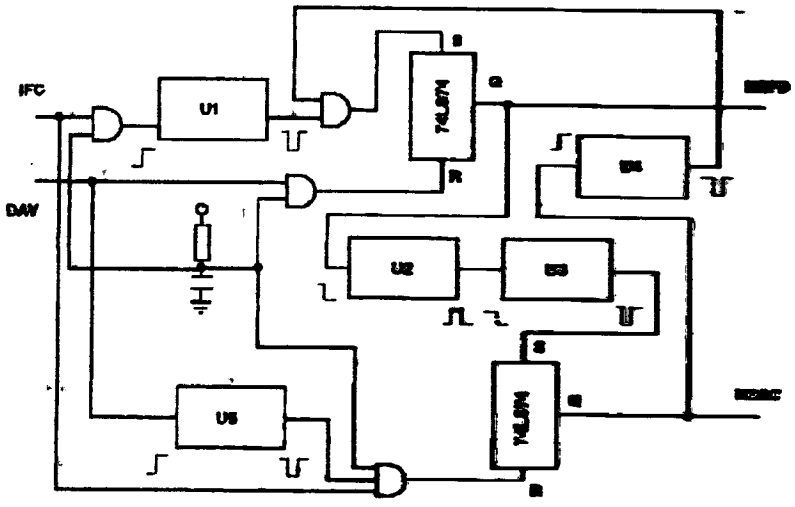


Figura 4

interfaz y los contactos de los relés. Podría lograrse el mismo efecto utilizando relés con pantalla electrostática entre bobina y contactos. Esta característica puede ser importante sobre todo si los relés conmutan componentes en circuitos de precisión.

Como vemos se ha logrado un desarrollo sencillo de una interfaz IEEE 488. Esta interfaz funciona como escucha sólamente y permite recibir datos del bus y luego pasarlos a otros circuitos. En el caso del scanner los datos se utilizan para excitar relés. Podría utilizarse esta misma interfaz para excitar un conversor digital-analógico y se tendría una fuente comandable por IEEE 488. Creemos que el circuito podría complicarse aún más pero en ese caso ya se justificaría encarar el diseño de otra manera basándolo en un microprocesador y utilizando algún integrado especializado para esta interfaz.

APLICACIONES

El scanner descripto puede ser utilizado en un número importante de aplicaciones. Enseguida veremos una de éstas implementada en el Laboratorio de U.T.E.

También es posible usar exclusivamente la tarjeta de interfaz para controlar dispositivos que deben cambiar su configuración para realizar determinada tarea. Esto fue lo que se hizo en el caso del comparador de potencia (ver referencia), en donde se agrega a la parte analógica de medida una tarjeta de interfaz que permite el control de este aparato desde el bus IEEE.

ENSAYO DE PILAS

El ensayo de pilas es un caso ideal para automatizar ya que es muy sencillo y se tienen resultados interesantes. Describiremos en que consiste el ensayo. La idea del ensayo de descarga de pilas comunes es determinar su capacidad expresada como duración o en Ah. La descarga se realiza a resistencia constante y el valor de la resistencia depende de la utilización que se le de a la pila. La norma IEC 86 (1987) especifica los valores de resistencia y también el tiempo que debe durar la descarga. Se realizan descargas diarias de duración especificada. Por ejemplo para las pilas comunes grandes utilizadas en linternas se especifica una resistencia de 3.9 Ohm y un ciclo diario de 30 minutos.

La norma también determina que el ensayo se considera terminado cuando la tensión en la pila llega a 0.9 V. El tiempo de descarga total desde que se comenzó el ensayo hasta este momento es la capacidad.

El sistema completo para realizar este ensayo se muestra en la figura 5 y está formado por el scanner, un multímetro FLUKE 8506A compatible IEEE 488, una PC y una impresora. El scanner conecta los bornes de entrada del multímetro a una pila por vez. El sistema funciona a través de un programa en BASIC. El programa comienza inicializando la tarjeta de la PC asignando direcciones de escucha y hablador. A continuación se direcciona al multímetro como escucha para seleccionar el rango y la función. Luego se direcciona al scanner como escucha y se le envía un dato para que accione un relé determinado. Una vez más se direcciona al multímetro como escucha y se le da el comando para que realice una medida. Después para leer ese dato se lo direcciona como hablador y la PC funciona como escucha almacenando la lectura en memoria. El proceso se repite cambiando de relé accionado hasta medir todas las pilas. Este ciclo se repite periódicamente durante toda la duración de la descarga. Cuando transcurre el tiempo diario de descarga el programa inicializa la interfaz IEEE 488 enviando un comando IFC para que los equipos conectados queden en su estado inicial. Los datos almacenados en memoria se transfieren a un archivo en disco para su posterior análisis.

Para el análisis de los datos obtenidos se optó por utilizar el Lotus 1-2-3. La ventaja del Lotus es que tiene integrado en el mismo paquete una planilla electrónica, un programa de gráficas y una base de datos.

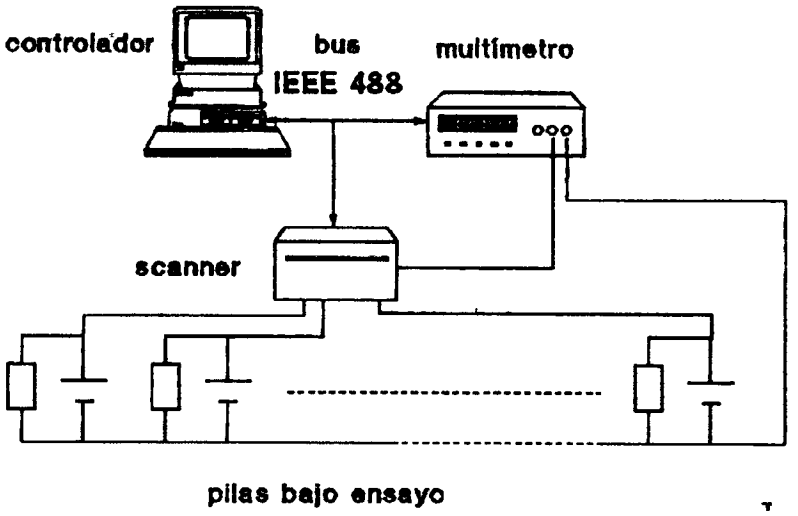


Figura 5

En este entorno es posible realizar a posteriori análisis estadísticos que resultan muy útiles cuando se trata de comparar entre si pilas de distintos fabricantes.

El sistema permite con muy poca intervención del técnico realizar el ensayo, por lo cual elimina errores humanos.

CONCLUSIONES

Se presentó el diseño de una matriz de llaves programable desde el bus IEEE.

Se estudió una aplicación particular para mostrar la utilidad de este tipo de dispositivo cuando se dispone de instrumentos y controladores compatibles IEEE 488.

Se destaca sobre todo lo económico de esta solución, que en este caso particular demuestra lo conveniente que resulta la alternativa de fabricar a la de comprar.

REFERENCIA

Desarrollo de un comparador de potencia. Resultados.
Pablo Braga. 2do. Encuentro de Especialistas en Potencia, Instrumentación y Medidas. Setiembre 1991.

COMPARADOR DE POTENCIA.

Pablo Braga, Laboratorio de UTE

INTRODUCCION.

El objetivo de este trabajo a sido completar la cadena metrologica del Laboratorio UTE, en lo que se refiere a la medida de potencia y energía.

A tal efecto se han desarrollado los procedimientos y dispositivos que junto a otros disponibles, permiten realizar esta medida con la precisión requerida, y lo que es más importante, permiten referir la misma a los patrones primarios que posee el Laboratorio: pilas y resistencias patrones.

El resultado "más visible" es el siguiente: se evita el costoso y complicado traslado al exterior para calibración del patrón de medida de potencia y energía usado entre otras cosas para el contraste de los medidores de interconexión con Argentina en Salto Grande.

RELACIONES ENTRE EL METODO PLANTEADO Y LOS PATRONES.

En la figura 1 representamos graficamente la relación metrológica entre los patrones primarios y el procedimiento que planteamos.

Como se verá el error del método depende básicamente de la precisión con que se mide tensión alterna (verdaderos valores eficaces) y resistencia.

La medida de resistencia la hacemos con un error menor a las 20 ppm.

La tarea de calibrar una tensión alterna (por ejemplo de 100 V), a partir de pilas patrones tiene dos etapas (ver figura 2).

Primero se transfiere el valor eficaz de la tensión alterna a una fuente de continua ajustable. Esto se realiza en el Laboratorio con un dispositivo que compara los valores eficaces de ambas señales, a partir del efecto térmico que éstas producén sobre un conductor.

Este elemento agrega un error menor a las 100 ppm.

Luego la tensión continua obtenida se compara con la pila a través de un divisor patrón. El divisor utilizado que es autocalibrable prácticamente no agrega error (0,1 ppm).

DESCRIPCION DEL METODO.

El metodo de medida se basa en las siguientes ecuaciones:

$$<(X-Y)^2>=<X^2>+<Y^2>-2.<X.Y> \quad (1)$$

$$<(X+Y)^2>=<X^2>+<Y^2>+2.<X.Y> \quad (2)$$

que resultan de tomar el valor medio, < >, a $(X-Y)^2$ y $(X+Y)^2$.

A partir de la ecuacion (3), que define el verdadero valor eficaz de X:

$$RMS^2(X)=<X^2> \quad (3)$$

y de las ecuaciones (1) y (2), se sigue:

$$2.<X.Y> = RMS^2(X+Y)-RMS^2(X)-RMS^2(Y) \quad (4)$$

$$4.<X.Y> = RMS^2(X+Y)-RMS^2(X-Y) \quad (5)$$

si X e Y son proporcionales a la tension y corriente de entrada:

$$X=V/A,\ Y=R.I/B \quad (6)$$

y

$$L1=RMS(X+Y),\ L2=RMS(X-Y),\ L3=RMS(X),\ L4=RMS(Y) \quad (7)$$

entonces de la definicion de potencia y de las ecuaciones (6):

$$Pot = <V.I> = <X.Y>.A.B/R \quad (8)$$

usando las ecuaciones (4), (5), (7) y (8), tenemos dos alternativas para calcular la potencia:

$$Pot = (L1^2 - L3^2 - L4^2).A.B/2.R \quad (9)$$

$$Pot = (L1^2 - L2^2).A.B/4.R \quad (10)$$

y de la definicion de factor de potencia:

$$Facpot = Pot/RMS(V).RMS(I) \qquad (11)$$

con (9) y (10) se llega a:

$$Facpot = (L1^2 - L3^2 - L4^2)/2.L3.L4 \qquad (12)$$

$$Facpot = (L1^2 - L2^2)/4.L3.L4 \qquad (13)$$

Es interesante notar que estas dos ultimas ecuaciónes no dependen de A, B y R.

SISTEMA PROPUESTO.

En la figura 3 se muestra el sistema propuesto.

La tension y la corriente desfasadas un angulo φ (0 a 360), ajustable, se obtienen a partir de una fuente de tensión alterna de gran estabilidad (10 ppm en el corto plazo), un desfasador y un amplificador de transconductancia los dos últimos desarrollados en el Laboratorio.

La corriente I se hace pasar el shunt R. Tenemos uno para cada rango (0.2, 0.8, 0.5, 1, 2, 3, 5, 10A), de forma que a la entrada, para los valores nominales de corriente, siempre habrá aproximadamente 0.5 V. Estos shunts están diseñados para trabajar en continua y en alterna hasta 100 kHz.

El multímetro en alterna mide verdaderos valores eficaces usando un método térmico que le permite alta precisión (basicamente 100 ppm), en un amplio rango de frecuencias (40 Hz a 20 kHz).
Este instrumento se comanda desde la computadora a través de la interfaz IEEE 488.

Luego tenemos el dispositivo que llamamos sumador. Este cambia su configuración a través de reed relés según mandato de la PC, via IEEE 488.
Se encarga de presentarle al multímetro las señales V, RI, de entrada y X, Y, X+Y, X-Y proporcionales a éstas.

En la figura 4 vemos como se implementó este circuito.
Los amplificadores operacionales de precisión usados (OP27 de PMI), son de muy alta ganancia, muy bajo ruido y bajísimo offset.

Las resistencias son del tipo metal film, con muy buen comportamiento en alta frecuencia (muy pequenas inductancias y capacidades parásitas).

Los reed relés tienen resistencias de contacto menores a 0.3 ohmios y muy estables.

LL1 permite sumar o no un valor proporcional a V.

LL2 y LL3 permiten sumar o no valores proporcionales a R.I y -R.I.

El operacional OP1 evita el efecto de la variación de las resistencias de LL2 y LL3. Con LL1 ésto no es necesario ya que su resistencia es completamente despreciable frente al valor de R1.

El resto de las llaves permiten medir directamente las senales de entrada V y R.I.

El programa controla la secuencia en que el multímetro envía las lecturas y realiza los cálculos.

Primero y luego del calentamiento necesario para alcanzar el equilibrio térmico, calcula los coeficientes A y B (con las ecuaciones (6)), y los guarda en la memoria. Luego con estos valores y las ecuaciones (9) o (10) calcula la potencia. El factor de potencia se calcula a partir de las ecuaciones (12) o (13) en las cuales no aparecen A y B.

Cuando se realizan medidas con factores de potencia cercanos a cero el programa usa las ecuaciones (10) y (13) para los cálculos ya que con éstas minimiza la influencia del error propio del multímetro. Esto se ve claramente en el diagrama de la figura 5. Los vectores X+Y y X-Y tienen aproximadamente la misma magnitud, por lo cual el error del multímetro afecta por igual a L1 y L2. Cuando se realiza la resta en el numerador de las ecuaciones los errores se cancelan.

El cálculo de A y B funciona como una autocalibración que puede realizarse cada vez que se considere necesario, por ejemplo, luego de cambios en los valores de corriente o tensión.

Del circuito de la fig.4 se deduce:

$$A = R1/R3 \qquad (8)$$

$$B = R2/R3 \qquad (9)$$

lo que se hace durante la autocalibración es calcular el valor real de estos cocientes.

ESTUDIO DE LOS ERRORES.

Estudiaremos las distintas fuentes de error en la hipotesis, fundamental para el metodo de medida planteado, de que la tensión V y corriente I son lo suficientemente estables como para no introducir errores adicionales.

Para la medida de potencia tenemos tres causas de error. Ver ecuaciones (9) y (10).

1) Los elementos parásitos del circuito distorsionan las señales de entrada.

El rango frecuencias de interés, en las medidas de potencia de la red eléctrica se puede limitar a 10 kHz (50 Hz y armónicos). En tal caso podemos suponer, que los elementos parásitos desfasan las señales de entrada sin afectar su amplitud.

Este desfasaje introduce un error que aumenta a medida que baja el factor de potencia.

De lo anterior se deduce que A y B son en realidad cantidades complejas, que podremos representar con un modulo y un angulo.

2) El valor del shunt se conoce con un error menor a las 20 ppm. El desfasaje que introduce es despreciable.

3) El voltimetro tiene errores distintos según los valores de tensión medidos que afectan a las lecturas Li, y a los coeficientes A y B.

En la medida de factor de potencia (ver ecuaciones (12) y (13)) sucede lo siguiente.

Se cancelan los módulos de los coeficientes A y B de manera que no es necesario calcularlos. Tambien se cancela el shunt. Por lo tanto se eliminan estas fuentes de error.

Los desfasajes tienen el mismo efecto que antes.

Los errores del voltimetro afectan en este caso solo a las lecturas Li.

MEDIDAS REALIZADAS.

En lo que resta cuando hablemos de errores estos estarán referidos a la potencia aparente. Esta definición muy usada por los fabricantes de vatímetros, se hace necesaria cuando se trata de cuantificar los errores para cargas con bajo factor de potencia.

En las medidas realizadas se ha usado el patrón de potencia y energia del Laboratorio, que tiene un error máximo de 500 ppm, y del cual se posee un certificado reciente de calibración del INTI (Argentina), que se ha

usado a efectos de la comparación.

Las diferencias encontradas entre los errores, son del orden de las 100 ppm.

El certificado mencionado no cubre los puntos con factores de potencias menores al 0.5.

La influencia de los elementos parásitos se hace muy importante a factores de potencia cercanos a cero.

A efectos de determinar esta influencia, se desarrolló un dispositivo que permite hacer un contraste en condiciones de "potencia nula", con un error menor a las 20 ppm.

Este dispositivo se construyó a partir de un transformador de corriente compensado electrónicamente y de un condensador de muy bajas pérdidas.

El error obtenido en este caso también fue del orden de las 100 ppm.

CONCLUSIONES.

Los resultados obtenidos hasta el momento son muy alentadores.

Los medios que disponemos nos permiten afirmar que los errores obtenidos son menores a las 150 ppm.

Estos dependen solamente del multímetro y del shunt usado.

Esto último es lo que permite en definitiva referir nuestras medidas de potencia a los patrones primarios.

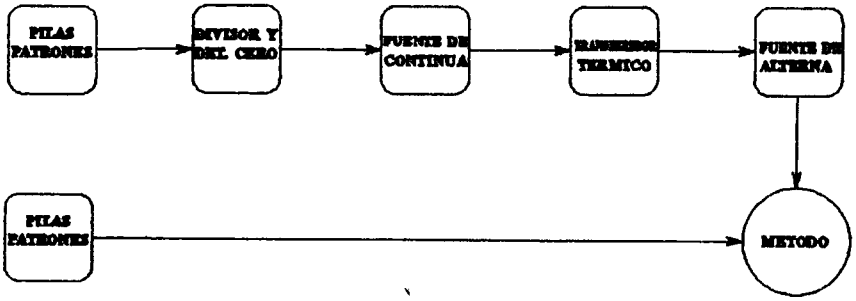


figura 1

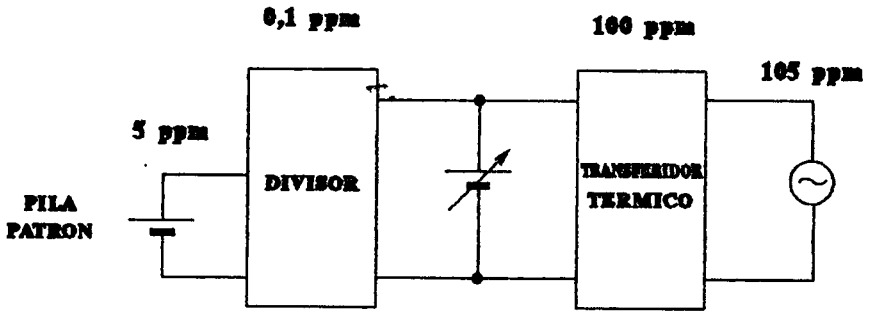


figura 2

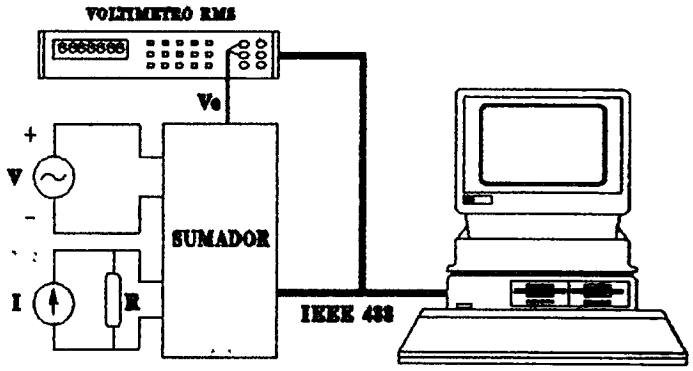


figura 3

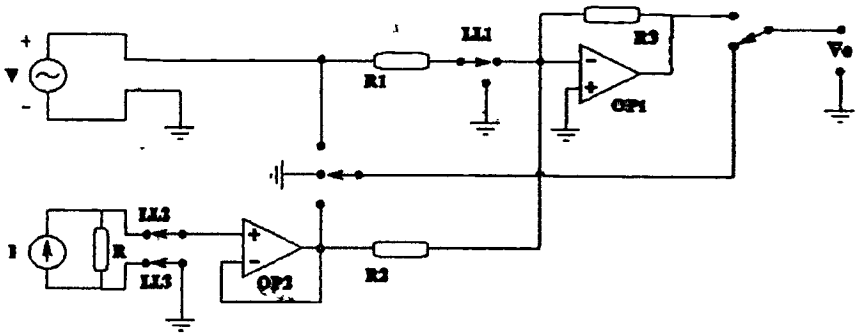


figura 4

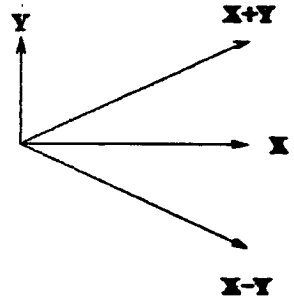


figura 5

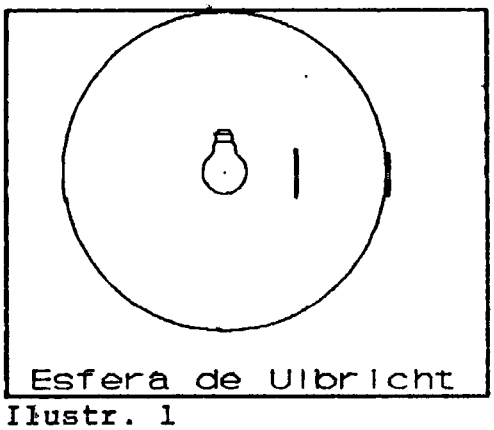
Software desarrollado y proyectado para el laboratorio de fotometría del IIE

Fernando Boins, Ruben Chaer, Pablo Chavarria y André Fonseca

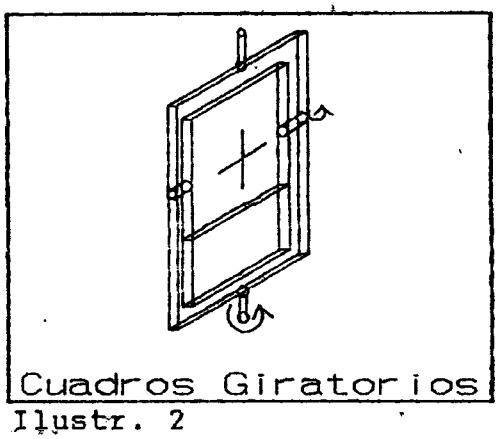
Sumario - Este trabajo expone el software desarrollado en el Instituto de Ingenieria Eléctrica de la Facultad de Ingenieria , para aplicación en el procesamiento y presentación final de los datos obtenidos en los ensayos del laboratorio de fotometria . Así mismo se trata aquí el software que esta actualmente en fase de desarrollo y su aplicación en los estudios de alumbrado público .

Introdución

El Instituto de Ingenieria Eléctrica viene en el marco de los años aportando una serie de servicios, entre los cuales se encuentran los ensayos de artefactos lumínicos, destacandose aquellos de utilización en la via pública. Para la realización de tal tarea cuenta con un laboratorio de fotometría que posee como principales equipos de ensayo una esfera integradora de Ulbricht (ilustración 1) para la medición del flujo luminoso y un conjunto de cuadros giratorios con ejes acoplados (ilustración 2) para la medición de la distribución luminosa. Basado en estos equipos, se obtiene como resultado de los ensayos : el diagrama de iniensidad luminosa, el flujo luminoso total y el rendimiento del artefacto.



Ilustr. 1



Ilustr. 2

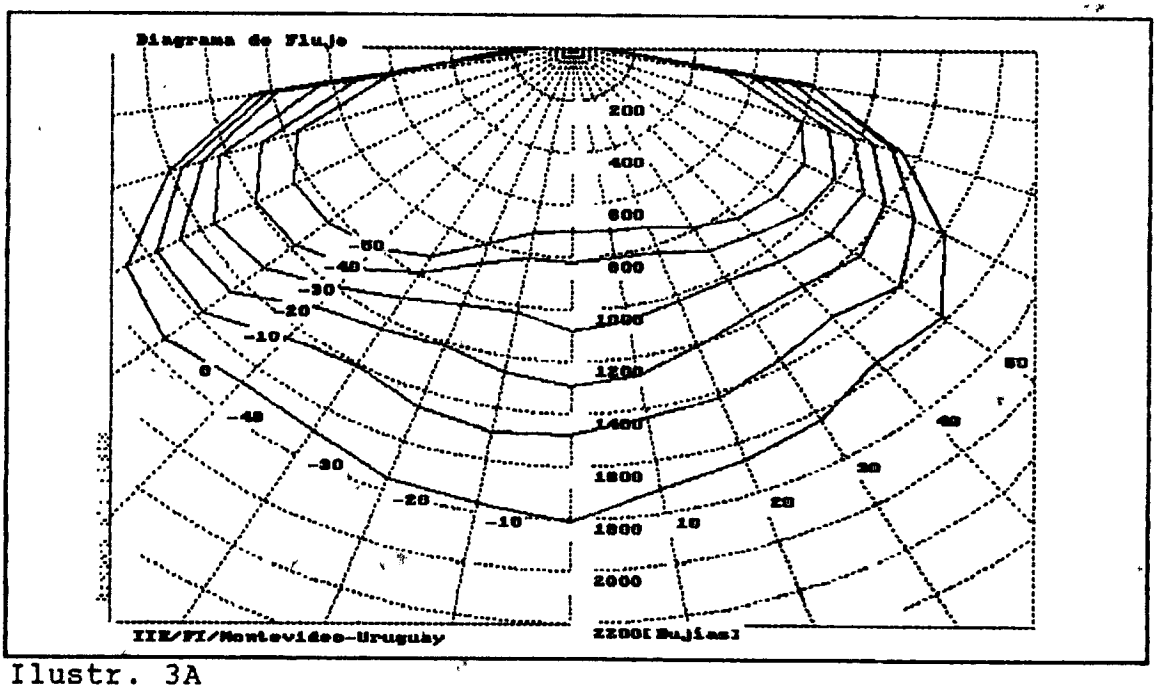
Con el resultado de las mediciones en el ensayo de los cuadros se genera una matriz de M x N datos, los cuales deben ser procesados con la fórmula

$$\text{bujias} = [\ \text{medida en lux}\ ] \times \text{distancia}^2$$

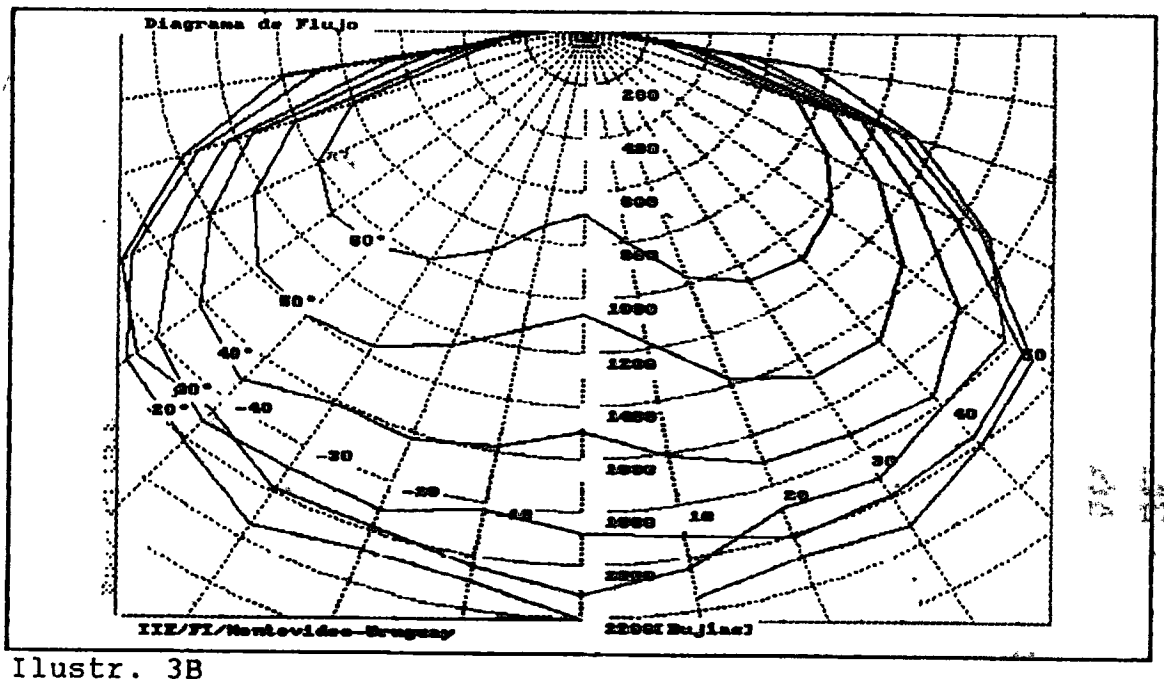
para obtener así el diagrama de intensidad luminosa del artefacto (ilustraciones 3A y 3B).

En un principio los cálculos eran realizados manualmente, así como el trazado del diagrama, tarea que consumia horas de trabajo.

Dado que el Instituto contaba con la disponibilidad de computadoras personales para su uso interno y con personal capacitado para el desarrollo de software específico para el laboratorio, definió dentro de sus lineas de acción la automatización y la informatización del mismo.



Ilustr. 3A

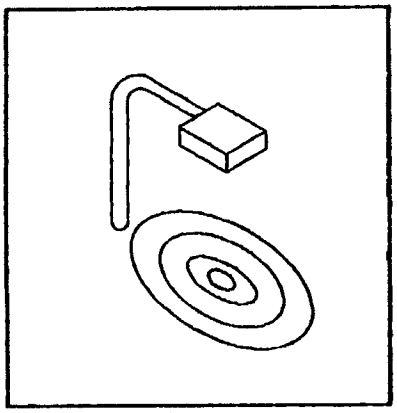


Ilustr. 3B

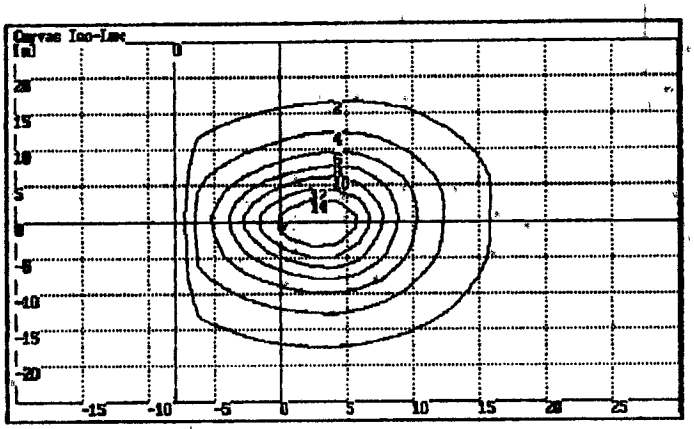
Situación actual

Para poder estudiar el problema de determinar el nivel de iluminación sobre la calzada utilizando el trazado de curvas isolux (ilustraciones 4A y 4B) era necesario implementar una

estructura de datos con operaciones bien definidas. Se decidió entonces utilizar la filosofia orientada objeto.



Ilustr. 4A



Ilustr. 4B

Abajo daremos una descripción de los principales objetos implementados en el softaware existente :

Objeto Scanner (ilustración 5)

```
Scanner = object
  x:^vect;
  n:integer;
  pk:integer;
  procedure Init(var vx:vect; nx:integer);
  function Scan(a:real):boolean;
end;
```

Ilustr. 5

Contiene un índice "pk" a una posición determinada del vector "x" sobre el que actua. Dado un valor el "Scanner" busca dos elementos consecutivos del vector de tal forma que el valor esté ubicado entre ellos, y se posiciona apuntando al primer de ellos. La búsqueda empieza a partir de la posición actualmente apuntada por el "Scanner". La finalidad de este objeto es reducir los tiempos en los procesos de busqueda.

Objeto Artefacto (ilustración 6)

Este objeto esta relacionado directamente con el resultado de los ensayos. Los datos son leidos, procesados y posteriormente guardados en la matriz "val". En los campos "confi" y "conti" se indica la dimensión de la matriz. Las variables "Sfi" y "Sti" son del tipo "Scanner" y están relacionadas con los vectores "fi" y "ti" que contienen los ángulos en que fueron hechas las medidas.

Están implementados métodos para interpolar el flujo luminoso dada una dirección cualquiera ("Function Buj" y "Procedure ABCD") y para calcular el máximo valor del flujo ("Function ValMax").

```
Artefacto = object
  nombre:string;
  confi,conti:integer;
  fi,ti:vect;
  val:mat;
  Sfi,Sti:Scanner;
  constructor Leer(nomb:string);
  procedure Write(nombSal:string);
  procedure ABCD(k,j:integer; var a,b,c,d:real);
  function ValMax:real;
  function Buj(alf,bet:real):real;
end;
```

Ilustr. 6

Objeto Farol (ilustración 7)

```
Farol = Object
  F,vp,vq,vn:punto;
  Artef:ArtefactoPtr;
  sfi,sti:Scanner;
  procedureInit(xf,yf,zf,anq,xn,yn:real;var
                a:artefacto);
  function lux(p,np:punto):real;
end;
```

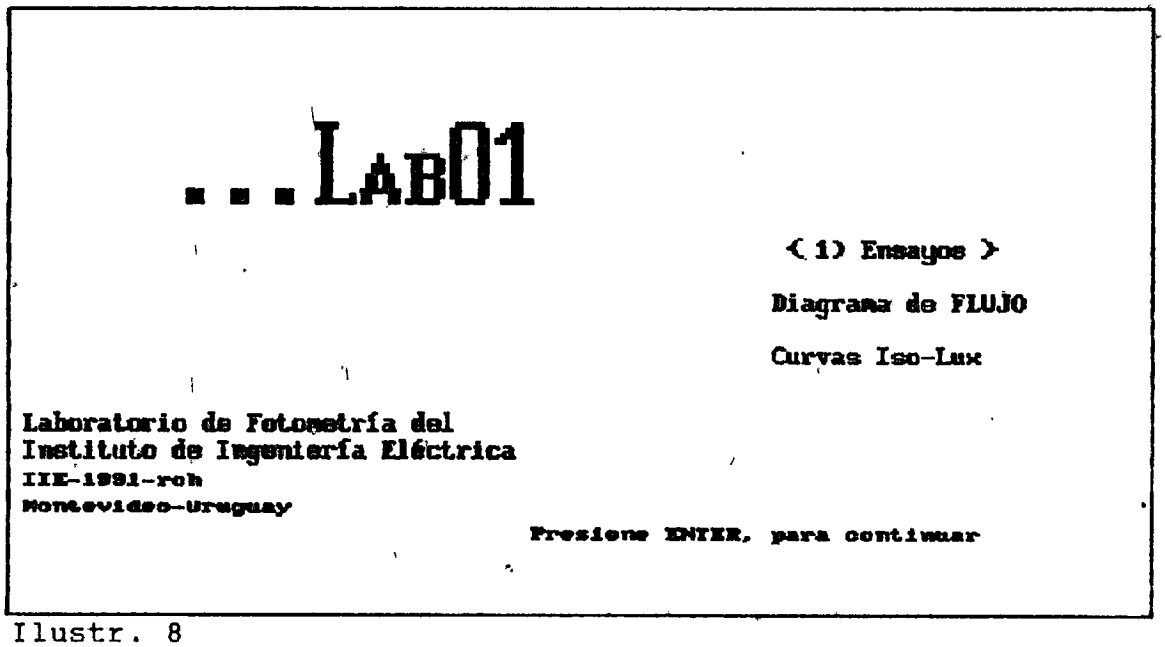
Ilustr. 7

La disposición espacial del dispositivo luminoso es implementada con este objeto. En él esta el punto del espacio donde se encuentra el artefacto así como su orientación. Lo que realmente se almacena es un puntero a un objeto del tipo "Artefacto" lo que posibilita que varios faroles puedan utilizar sus datos. Cada "Farol" contiene dos objetos del tipo "Scanner" para independizarse de los similares que estan incorporados en el objeto "Artefacto". Existe implementado un método que devuelve la iluminación (en lux) en un punto dado de una superficie especificada ("Function Lux").

Actualmente los ensayos fotometricos que utilizan los cuadros cumplen dos etapas : primero se realiza directamente la lectura de los datos de un luximetro y estos son quardados en la forma una matriz M x N en un archivo de textos; y en una segunda etapa estos datos son leidos y procesados por el software correspondiente, que posteriormente devuelve una presentación visual del resultado (en pantalla ó impreso).

El software ya desarrollado realiza el trazado del diagrama de intensidad luminosa, las curvas isolux y el cálculo del flujo total irradiado. Las figuras presentadas en este texto (ilustraciones 3A, 3B y 4B) son ejemplos de resultados de ensayos procesados con este software.

Actualmente se esta trabajando en la interface con el usuario (ilustración 8),haciendola amigable para todo tipo de usuario.



Ilustr. 8

Futuro

Con el objetivo de mejorar los servicios prestados por el laboratorio de fotometría, el Instituto de Ingeniería Eléctrica tiene como proyecto de corto plazo la automatización de los ensayos que incluye : i) el posicionamiento automático de los cuadros, la lectura de la medida y el control de todo el sistema por un PC; ii) la confección de una fuente regulada.

La puesta en funcionamiento de este nuevo equipo le permitirá al laboratorio de fotometria cumplir con los requerimientos exigidos por las normas internacionales I.E.C..

Además se esta estudiando el desarrollo de un simulador de iluminación para la via pública. Este software forma parte de un convenio suscripto entre el Instituto de Ingenieria Eléctrica y la Intendencia Municipal de Montevideo, y permitirá la edición de "escenarios" y el estudio de la interacción de distintos tipos de "faroles" con distintos tipos de "artefactos".

Conclusión

Se ha presentado el software desarrollado, con la intención de difundir los servicios de extención universitaria que el IIE está en condiciones de brindar al medio, y mostrar conjuntamente, cuáles son las inquietudes en el desarrollo de los mismos.

En dos años, hemos producido herramientas que facilitan enormemente el tratamiento de la información obtenida en los ensayos. Es el tiempo ahora, de mejorar el procedimiento de medida, y potenciar las herramientas desarrolladas para hacerlas de utilidad al usuario final, facilitando el diseño de la instalación lumínica.

ANALISIS DE SISTEMAS RADIALES DE POTENCIA EN FUNCIONAMIENTO EQUILIBRADO Y DESEQUILIBRADO

Ing. SIMON ZEJERMAN

1. GENERALIDADES

Se define un sistema como radial cuando cada nodo de la red está alimentado por una rama y una sola.

Con esta definición un sistema que tiene dos o más ramas en paralelo no es un sistema radial en el sentido estricto. Se salva fácilmente esa condición sustituyendo las ramas por un equivalente paralelo.

De acuerdo con esta definición, se debe cumplir además que un sistema conectado debe tener solamente un punto de inyección de potencia.

Se generaliza el concepto de sistema radial al conjunto de varios sistemas conectados que se denominarán subsistemas, de tal forma que entre los nodos de dos subsistemas diferentes no existe ninguna rama que los una.

En el análisis de un sistema hay que verificar:

- el número de subsistemas existente
- que cada subsistema tiene un punto de inyección de potencia y uno solo
- que cada subsistema es radial (una alimentación por nodo).

Con estas condiciones previas, se puede analizar distintos comportamientos de los sistemas radiales.

2. FLUJO DE CARGAS EQUILIBRADO

En sistemas de trasmisión (normalmente mallados) el flujo de potencias que circula por las ramas no solamente depende de las cargas sino también de las tensiones, de modo que, cuando cambian las cargas y las tensiones, la circulación de potencias en una rama puede cambiar de sentido.

En los sistemas radiales, las potencias circulantes dependen exclusivamente de las cargas impuestas y su sentido de circulación está definido a priori independientemente de las cargas y tensiones (solamente dependen del punto de inyección). Cómo el punto de inyección generalmente no es variable se simplifica el esquema de protecciones, haciendo innecesario el uso de protecciones sensibles a la dirección del flujo.

Normalmente las ramas se identifican por un nombre (que es optativo) y el nombre de los nodos que une. Por lo antedicho es conveniente ordenar los nodos en el sentido del flujo de potencias, cosa que puede realizar un programa, una vez que ha determinado que el sistema es radial.

Un sistema urbano de distribución está formado por una cantidad grande de cables con un rango muy limitado de secciones. Por esa razón a efectos de ahorrar espacio de memoria y achicar los archivos de datos, es conveniente dar para cada rama también la longitud y la sección (esta última como nombre y no como número). Se agrega luego una tabla de características eléctricas en función de la sección del cable.

Entonces es conveniente verificar que:

- no hay cables con secciones fuera de la tabla
- no hay alimentadores ni cargas afectadas a nodos inexistentes de la red.

En un sistema radial se puede determinar los nodos extremos (que no alimentan otras ramas: estaciones frontera) y la correlación entre las ramas terminales y las ramas siguientes de árbol hasta llegar al punto de inyección de potencia. De esta manera conociendo la potencia de las cargas se puede determinar por suma, la potencia que circula por cada una de las ramas (a menos de las pérdidas).

Para incluir la potencia debida a las pérdidas, hay que calcularlas por cada rama y sumarlas hasta llegar al punto de alimentación del que se conoce la tensión (punto de potencia flotante).

Lamentablemente las pérdidas dependen de la tensión y por lo tanto hay que recurrir a un método iterativo que converge

rápidamente ya que en un sistema bien diseñado las pérdidas constituyen un porcentaje reducido de las potencias que se manejan y el error es un porcentaje reducido de aquellas.

2.1 DETERMINACION DE LAS PÉRDIDAS EN UNA RAMA

Se calculan las pérdidas en función de las condiciones en el extremo de llegada.

En lo que sigue se indicará en negrita los valores complejos y en negrita con asterisco los valores complejos conjugados.

En la distribución, las líneas de trasmisión pueden considerarse cortas y representarse por su circuito en π.

Si z es la impedancia (Ω/km), y es la susceptancia (Ω^{-1}/km) y l es la longitud (m), se tiene:

$$Z = z.l/1000\ \Omega = R + j.X\ \Omega$$

$$Y = y.l/2000\ \Omega^{-1}$$

y para cada fase:

Sean: V_A y V_B las tensiones entre fases en kV

P_A y P_B las potencias trifásicas en MVA

I_A, I_B e I las corrientes en el cable en kA

Las pérdidas en la línea son:

$$P = 3.Z.I^2 - j.Y.(V_A^2 + V_B^2)$$

siendo:

$$\sqrt{3}.I = \frac{P_B^*}{V_B^*} + j.Y.V_B \text{ kA}$$

la ecuación conjugada es:

$$\sqrt{3}.I^* = \frac{P_B}{V_B} - j.Y.V_B^* \text{ kA}$$

multiplicando ambas:

$$3.I^2 = (\frac{P_B^*}{V_B^*} + j.Y.V_B).(\frac{P_B}{V_B} - j.Y.V_B^*)$$

$$3.I^2 = \frac{P_B^2}{V_B^2} + Y^2.V_B^2 + j.Y.(P_B - P_B^*) \text{ kA}^2$$

Si $P_B = P_B + j.Q_B$ entonces $P_B - P_B^* = j.2.Q_B$

$$3.I^2 = \frac{P_B^2}{V_B^2} + Y^2.V_B^2 - 2.Y.Q_B \text{ kA}^2$$

$$P = Z.(\frac{P_B^2}{V_B^2} + Y^2.V_B^2 - 2.Y.Q_B) - j.Y.(V_A^2 + V_B^2) \text{ MVA}$$

Análogamente, cuando se conocen los valores en el extremo A se tiene:

$$P = Z.(\frac{P_A^2}{V_A^2} + Y^2.V_A^2 + 2.Y.Q_A) - j.Y.(V_A^2 + V_B^2) \text{ MVA}$$

Se observa que las pérdidas dependen de la potencia aparente y reactiva que son datos, y de los módulos de las tensiones, pero no del ángulo.

2.2 DETERMINACION DE LAS TENSIONES EN UNA RAMA

Se calcula la tensión en el extremo B de una rama una vez conocida la tensión en el punto A, por la expresión:

$$V_B = V_A - Z.\left(\frac{P_B^*}{V_B^*} + j.Y.V_B\right)$$

resolviendo la ecuación en un bucle iterativo.

También se puede utilizar la ecuación:

$$V_B = V_A - Z.\left(\frac{P_A^*}{V_A^*} - j.Y.V_A\right)$$

Una vez calculadas todas las tensiones se puede volver a calcular las pérdidas y luego las nuevas tensiones.

El sistema es rápidamente convergente. La experiencia demuestra que en los casos normales son suficientes 2 iteraciones, ya que los errores remanentes son mas imputables a errores de truncación.

3. FLUJO DE CARGAS TRIFÁSICO DESEQUILIBRADO

Los consumidores en baja tensión suelen tener entradas monofásicas en un alto porcentaje. Estas cargas pueden entregarse entre fases o entre fase y neutro (cuando éste existe).

Si la distribución entre fases está bien hecha, estas cargas se reflejan en media tensión (y en tensiones superiores con más razón) como cargas trifásicas equilibradas. Por lo tanto en estos casos, los flujos de carga equilibrados dan una imagen razonable del comportamiento del sistema.
En cambio en baja tensión es conveniente modelar los circuitos en forma trifásica a efectos de analizar los desequilibrios en las tensiones y en las corrientes a lo largo de los alimentadores.

Tratándose de baja tensión, puede despreciarse la capacidad de los cables, por lo tanto éstos se representan como una impedancia.

Teóricamente pueden coexistir 8 tipos diferentes de cargas cuando se considera que el sistema tiene retorno por el neutro:

- carga monofásica entre fase 1 y fase 2
- carga monofásica entre fase 2 y fase 3
- carga monofásica entre fase 3 y fase 1
- carga monofásica entre fase 1 y neutro
- carga monofásica entre fase 2 y neutro

- carga monofásica entre fase 3 y neutro
- carga trifásica con neutro conectado
- carga trifásica con neutro aislado

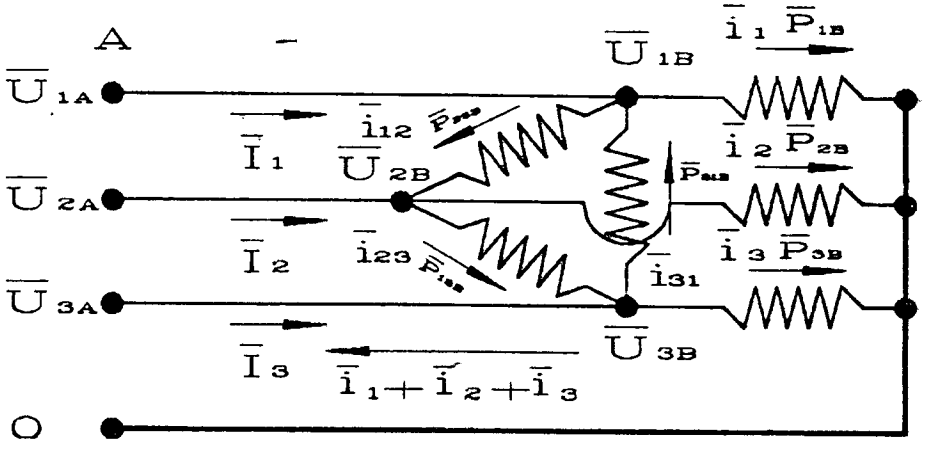
Estas cargas pueden reducirse a 6 teniendo en cuenta que la carga trifásica sin neutro equivale a tres cargas entre fases, y la carga trifásica con neutro equivale a tres cargas entre fase y neutro.

Una vez conocidas las tensiones se puede transformar las potencias entre fases a potencias entre fase y neutro, pero no antes.

$$P_1 = \frac{U_1}{U_1 - U_2} \cdot P_{12}$$

$$P_2 = \frac{U_2}{U_2 - U_1} \cdot P_{12}$$

3.1 DETERMINACIÓN DE LAS PÉRDIDAS EN UNA RAMA



Sea Z la impedancia a corrientes directas y Z_0 la impedancia a corrientes homopolares. Sean I_1, I_2 e I_3 las corrientes en la rama cuyas componentes simétricas son I_d, I_i e I_h.

Sean U_1, U_2 y U_3 las tensiones al neutro cuyas componentes simétricas son U_d, U_i y U_h.

Se cumple:

$$\Delta U_d = U_{dA} - U_{dB} = Z.I_d$$

$$\Delta U_i = U_{iA} - U_{iB} = Z.I_i$$

$$\Delta U_h = U_{hA} - U_{hB} = Z_0.I_h$$

sumando se tiene:

$$U_{1A} = U_{1B} + Z.I_1 + \frac{Z_0 - Z}{3}.(I_1 + I_2 + I_3)$$

análogamente para las otras fases

$$U_{2A} = U_{2B} + Z.I_2 + \frac{Z_0 - Z}{3}.(I_1 + I_2 + I_3)$$

$$U_{3A} = U_{3B} + Z.I_3 + \frac{Z_0 - Z}{3}.(I_1 + I_2 + I_3)$$

Se ha supuesto cable tetrapolar perfectamente transpuesto (posible si el neutro se encuentra en el centro y los cables de las fases alrededor).

En las ecuaciones, el segundo sumando representa la caída de tensión en el cable de fase y el tercer sumando la caída de tensión en el neutro.

Si la impedancia del neutro es Z_N se cumple que

$$Z_0 = 3.Z_N + Z$$

y en particular si $Z_N = Z$, $Z_0 = 4.Z$ (el neutro igual a las fases).

3.1.1 DETERMINACION DE LAS CORRIENTES EN FUNCION DE LAS POTENCIAS EN EL EXTREMO B

En el circuito de la figura anterior se observa que:

$$i^*_{12} = \frac{P_{12B}}{U_{1B} - U_{2B}}$$

$$i^*_{23} = \frac{P_{23B}}{U_{2B} - U_{3B}}$$

$$i^*_{31} = \frac{P_{31B}}{U_{3B} - U_{1B}}$$

$$i^*_1 = \frac{P_{1B}}{U_{1B}} \qquad i^*_2 = \frac{P_{2B}}{U_{2B}} \qquad i^*_3 = \frac{P_{3B}}{U_{3B}}$$

$$I_1 = i_1 + i_{12} - i_{31}$$
$$I_2 = i_2 + i_{23} - i_{12}$$
$$I_3 = i_3 + i_{31} - i_{23}$$

$$I_1 + I_2 + I_3 = i_1 + i_2 + i_3$$

Entonces:

$$I_1^* = \frac{P_{1B}}{U_{1B}} + \frac{P_{12B}}{U_{1B} - U_{2B}} + \frac{P_{31}}{U_{1B} - U_{3B}}$$

$$I_2^* = \frac{P_{2B}}{U_{2B}} + \frac{P_{23B}}{U_{2B} - U_{3B}} + \frac{P_{12}}{U_{2B} - U_{1B}}$$

$$I_3^* = \frac{P_{3B}}{U_{3B}} + \frac{P_{31B}}{U_{3B} - U_{1B}} + \frac{P_{23}}{U_{3B} - U_{2B}}$$

3.1.2 DETERMINACION DE LAS PÉRDIDAS POR FASE

La potencia de pérdidas en las fases se da por:

$$p_1 = (U_{1A} - U_{1B}).I_1^* = Z.I_1^2 + \frac{Z_0 - Z}{3}.(I_1 + I_2 + I_3).I_1^*$$

$$p_2 = (U_{2A} - U_{2B}).I_2^* = Z.I_2^2 + \frac{Z_0 - Z}{3}.(I_1 + I_2 + I_3).I_2^*$$

$$p_3 = (U_{3A} - U_{3B}).I_3^* = Z.I_3^2 + \frac{Z_0 - Z}{3}.(I_1 + I_2 + I_3).I_3^*$$

Las pérdidas se suman a las potencias fase-neutro.

3.2 DETERMINACION DE LAS TENSIONES EN UNA RAMA

Según 3.1, haciendo:

$$\overline{U_0} = \frac{\overline{Z_0} - \overline{Z}}{3} \times \left(\frac{\overline{P^*_{1B}}}{\overline{U^*_{1B}}} + \frac{\overline{P^*_{2B}}}{\overline{U^*_{2B}}} + \frac{\overline{P^*_{3B}}}{\overline{U^*_{3B}}} \right)$$

se tiene:

$$\overline{U_{1B}} = \overline{U_{1A}} - \overline{Z} \times \left(\frac{\overline{P^*_{1B}}}{\overline{U^*_{1B}}} + \frac{\overline{P^*_{12B}}}{\overline{U^*_{1B}} - \overline{U^*_{2B}}} + \frac{\overline{P^*_{31B}}}{\overline{U^*_{1B}} - \overline{U^*_{3B}}} \right) - \overline{U_0}$$

$$\overline{U_{2B}} = \overline{U_{2A}} - \overline{Z} \times \left(\frac{\overline{P^*_{2B}}}{\overline{U^*_{2B}}} + \frac{\overline{P^*_{23B}}}{\overline{U^*_{2B}} - \overline{U^*_{3B}}} + \frac{\overline{P^*_{12B}}}{\overline{U^*_{2B}} - \overline{U^*_{1B}}} \right) - \overline{U_0}$$

$$\overline{U_{3B}} = \overline{U_{3A}} - \overline{Z} \times \left(\frac{\overline{P^*_{3B}}}{\overline{U^*_{3B}}} + \frac{\overline{P^*_{31B}}}{\overline{U^*_{3B}} - \overline{U^*_{1B}}} + \frac{\overline{P^*_{23B}}}{\overline{U^*_{3B}} - \overline{U^*_{2B}}} \right) - \overline{U_0}$$

Se hace notar que las potencias que se inyectan en B son las que realmente transmite la rama considerada, si el sistema es

radial. En cambio, las potencias que transmite el cable en A son iguales o menores que las potencias inyectadas en el nodo A.

Se puede determinar ecuaciones similares, cuando se conoce las potencias que transporta el cable en el punto A.

3.3 RESOLUCION DEL FLUJO DE CARGAS

El método de resolución es similar al caso de cargas equilibradas, sólo que las fórmulas son ahora más complicadas.

Se efectúan las mismas averiguaciones para asegurarse que el sistema es efectivamente un conjunto de subsistemas radiales.

- Para cada nodo se suman separadamente los seis tipos de potencias monofásicas según la correlación entre ramas.
- Partiendo de tensiones estrelladas equilibradas nominales se calculan las pérdidas según 3.1, que se suman a las potencias fase neutro según la correlación.
- Finalmente, aplicando las fórmulas 3.2 se calculan las nuevas tensiones en los nodos. Este sistema de tres ecuaciones se debe resolver por el método iterativo hasta lograr la convergencia.
- Con el nuevo juego de tensiones se puede volver a repetir todo el procedimiento hasta que las tensiones difieran poco de las halladas en el paso anterior.

4. ESTUDIOS DE CORTOCIRCUITOS

Los estudios de cortocircuitos en sistemas radiales se realizan con dos finalidades diferentes:

1 - cortocircuitos trifásicos para determinar las solicitaciones térmicas y electromecánicas de cables y equipos

2 - cortocircuitos desequilibrados débiles para determinar la eficacia de las protecciones.

Estos estudios deben hacerse para cada subsistema que se supone formado por el transformador inyector de potencia y la red de distribución limitada a la tensión secundaria de ese transformador (la red termina en las alimentaciones a transformadores reductores a tensiones menores o a los usuarios).

Se supone conocido, en el lado de AT del transformador alimentador:

- la corriente de cortocircuito trifásica máxima, expresada en kA
- la tensión primaria (módulo) aplicada al transformador, expresada en kV
- si es posible, la potencia que recibe el transformador, expresada en kVA, según el flujo de cargas, en valor complejo.

Se debe conocer, del transformador:

- la potencia nominal, expresada en kVA
- la reactancia de cortocircuito, expresada en %
- las pérdidas en el cobre, expresadas en kW
- la relación de transformación.

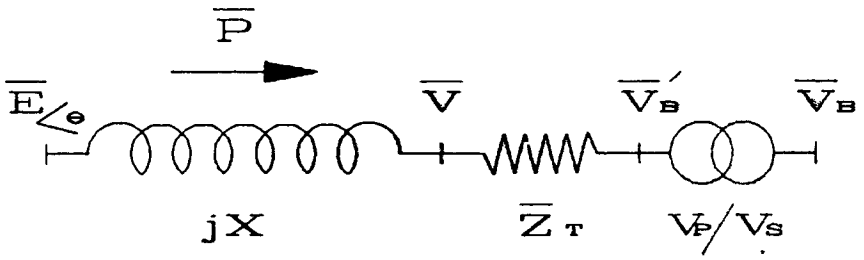
Se debe conocer, de cada rama:

- la impedancia directa (y homopolar para cortocircuito desequilibrado)

El defecto se va desplazando a los distintos nodos de la red y se calcula la corriente de cortocircuito, sumando a la fuente de Thevenin las impedancias de las ramas, hasta llegar al nodo considerado.

4.1 DETERMINACION DE LA F.E.M. Y DE LA REACTANCIA DE THEVENIN PARA ESTUDIOS DE CORTOCIRCUITO

En la figura, se desea hallar los valores de E y X.



$V = V\angle_0$ tensión primaria conocida (kV)

Z_T impedancia de cortocircuito del transformador, vista desde la tensión primaria (Ω)

V_B tensión secundaria después del transformador ideal de relación V_p/V_s (kV)

P potencia primaria P = p + j·q (kVA)

I_{CC} corriente de cortocircuito de la red (kA)

Las tensiones son entre fases.

Se cumple que:

$$E\angle_\theta = j.\sqrt{3}.X.I_{CC}\angle\phi$$

siendo $\phi = \theta - 90°$

$$E\angle_\theta = V + j.\sqrt{3}.X.\frac{P*}{1000.V}$$

sustituyendo j.X

$$E\angle_\theta = V + \frac{E\angle_\theta.P*}{\sqrt{3}.I_{CC}\angle_{\theta-90°}.1000.V} = V + \frac{E.j.P*}{\sqrt{3}.1000.I_{CC}.V}$$

$$E.\cos\theta + j.E.\operatorname{sen}\theta = V + \frac{E.(q + j.p)}{\sqrt{3}.1000.I_{CC}.V}$$

descomponiendo:

$$E.\cos\theta = V + \frac{E.q}{\sqrt{3}.1000.I_{CC}.V}$$

$$E.\operatorname{sen}\theta = \frac{E.p}{\sqrt{3}.1000.I_{CC}.V}$$

de donde:

$$\cos\theta = \sqrt{1-\left(\frac{P/1000}{\sqrt{3}I_{CC}V}\right)^2}$$

$$E = \frac{V}{\sqrt{1-\left(\frac{P/1000}{\sqrt{3}I_{cc}V}\right)^2} - \frac{q/1000}{\sqrt{3}I_{cc}V}}$$

en kV, entre fases en AT.

$$E_0 = \frac{E}{\sqrt{3}} \cdot \frac{V_S}{V_P}$$

en kV estrellado en BT.

$$X = \frac{E_0}{I_{CC}} \cdot \frac{V_S}{V_P}$$

en Ω por fase en BT.

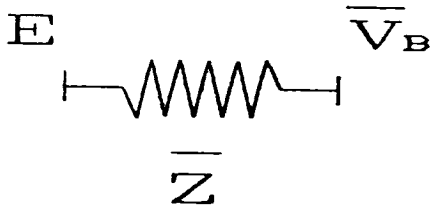
$$Z_T = \left(\frac{P_{CU}}{P_N} + j.\frac{x}{100}\right).\frac{V_S^2}{P_N}.1000$$

en Ω en BT.

$$Z = Z_T + j.X$$

en Ω BT.

El circuito equivalente es:



tomando origen de fases en E.

x reactancia de cortocircuito del transformador en %

P_{CU} pérdidas en el cobre del transformador en kVA

P_N Potencia nominal del transformador en kVA.

5. REALIZACION DE PROGRAMAS

Utilizando los criterios expuestos anteriormente, se ha realizado un paquete de programas que se indican en el **ANEXO 1.**

Se hace notar que la mayoría de dichos programas se han corrido ya en el año 1989 y sus resultados se han utilizado en la confección de los informes elevados a UTE por la empresa consultora **FICHTNER INGENIEROS CONSULTORES** de STUTTGART R.F.A., en especial para el estudio de las pérdidas del sistema de distribución de Montevideo en la configuración existente y las configuraciones proyectadas.

En el **ANEXO 2**, se muestra a título de ejemplo, los resultados de una corrida del programa de flujo de carga para la totlidad de la red de distribución de 30 kV de Montevideo.

6. RECONOCIMIENTO.

El autor desea agradecer la invalorable colaboración del Dr. Ing. **Gunter BRAUER,** por el aporte de ideas que han contribuído al enfoque y presentación de dichos programas.

ANEXO 1

CONTENIDO DEL PAQUETE DE PROGRAMAS PARA LA DISTRIBUCION

DESCRIPCION

Se dispone de un paquete de programas realizado especialmente para la Distribución.

ARCHIVOS DE ENTRADA DE DATOS:

Convenciones: los campos tipo A son alfanuméricos y entran a los programas junto con los espacios en blanco; los campos tipo I son de números enteros y entran con justificación a la derecha; los campos tipo X son espacios en blanco, y los campos tipo F son de números reales y entran sin justificación pero con el punto decimal.

A0 -ARCHIVO DEL TITULO (cuando se usa, se agrega como primer línea del archivo A2): consta de una sola línea: nombre del estudio, tensión nominal en "kV" y coeficiente de cargabilidad en "%" (A60,F6,F6) Ejemplo:

```
1                                                          61    67   72
*                                                         **    **    *
RED 30 kV, ALIMENTACIONES DESDE los TRANSF. MontE y MontH  31.5  80.
```

A1 -ARCHIVO DE LA TABLA DE CARACTERISTICAS DE CABLES: en cada línea: sección del cable "mm2", resistencia y reactancia directas en "ohm/km", susceptancia directa en "mili s/km", corriente nominal de carga "A", corriente de cortocircuito que soporta "kA" y resistencia y reactancia directas en "ohm/km". (A4,F6,F6,F6,I5,F6,F6,F6)

El archivo se termina con una línea en blanco. Ejemplo:

```
1    5      11     17     23    28     34     40     46
*   **     **     **     **    **     **     **     *
 50A.4122 .116   .088     1587.2   1.61   1.22
```

A2 -ARCHIVO DE LA RED DE CABLES: en cada línea, nombre del cable,nombres de los nodos que une el cable (en cualquier orden), largo en "m", sección en "mm2" y en caso que el cable esté cortado en su segundo nodo, se agrega inmediatamente a continuación un asterisco (A8,A8,A8,I5,1X,A4,A1).

El archivo se termina con una línea en blanco. Ejemplo:

```
1         9         17        25    b31   35
*        **        **        **    * *   **
R132      EST 1a    EST 2a    1813  120C*
```

A3 -ARCHIVO DE TRANSFORMADORES ALIMENTADORES: en cada línea: nombre del nodo donde está conectado el secundario,

tensión en el primario (mod. y ang.) en"kV" y "gr.", tensiones nominales actuales de la relación de transformación "kV/kV", potencia nominal "kVA", reactancia de cortocircuito "%", pérdidas en el cobre "kW", pérdidas en el hierro "kW", corriente primaria de vacío "%", corriente de cortocircuito de la red en el punto de conexión del transformador expresado en "kA", las potencias activa y reactiva que recibe el transformador de acuerdo al flujo de cargas expresadas en "kVA" y la resistencia y la reactancia homopolares expresadas en "%". (los cinco últimos datos, que se utilizan sólo en estudios de cortocircuito, si no se da la corriente de cortocircuito, toma la F.E.M. igual a la tensión primaria, si no se da las potencias consumidas en el primario, calcula la F.E.M. con la potencia reactiva nominal del transformador; las impedancias.se requieren para cortocircuitos asimétricos, y si su valor es cero se interpreta que el transformador tiene neutro aislado) (A8,F6,F6,F6,F6,F6,F6,F6,F6,F6,F6,F6,F6,F6,F6,F6).

En el caso más extendido tiene 92 columnas.

Para los flujos con cargas desequilibradas, esta línea termina en la columna 63, donde se coloca un asterisco si el transformador es de neutro aislado.

El archivo se termina con una línea en blanco. Ejemplos:

Cargas equilibradas:

```
1       9     15    21    27    33    39    45    51    57    63    69    75    81    87    93
*       **    **    **    **    **    **    **    **    **    **    **    **    **    **    *
ESTMHa  148.5 10.   150.  31.5  63000.12.   35.   5.    1.5   25.   50000.20000.
```

Cargas desequilibradas:

```
1       9     15    21    27    33    39    45    51    57    63
*       **    **    **    **    **    **    **    **    **    **
SE1250a 6.21  10.   6.3   0.23  400.  4.25  4.643 .853  1.14  *
```

A4.1 -ARCHIVO DE CARGAS PARA FLUJOS EQUILIBRADOS: en cada línea: nombre del nodo, la potencia activa consumida "kW" y la potencia reactiva consumida "kVAR". Aunque no es necesario, es conveniente agregar,la potencia de los transformadores que llevan la carga (en caso de existir) "kVA", y finalmente la corriente de carga total medida, supuesta equilibrada en ese nodo "A". (A8,F6,F6,F6,F6)

El archivo se termina con una línea en blanco. Ejemplo:

```
1         9       15      21      27      33
*         **      **      **      **      *
EST 1a   5000.  2300.  10000.100.
```

A4.2 -ARCHIVO DE CARGAS PARA FLUJOS DESEQUILIBRADOS: en cada línea: nombre del nodo, las potencias activas y reactivas consumidas en el nodo en "kW" y "kVAR", ordenadas como sigue: entre R-N, entre S-N, entre T-N, entre R-S, entre S-T y entre T-R. (A8,F6,F6,F6,F6,F6,F6,F6,F6,F6,F6,F6,F6)

El archivo se termina con una línea en blanco. Ejemplo:

```
1       9     15    21    27    33    39    45    51    57    63    69    75    81
*       **    **    **    **    **    **    **    **    **    **    **    **    *
EST 1a  300.  100.  50.   10.   200.  60.   700.  200.  500.  150.  80.   15.
```

UNIDAD DE SALIDA DE DATOS: la salida de datos es única para cada programa principal y se indica en la corrida: CON entrega por pantalla; LPT1 entrega por impresora.

Para entregar en medio magnético hay que dar el nombre de la unidad y del archivo. Ejemplo: A:SAL.001

DESCRIPCION DE LOS PROGRAMAS PRINCIPALES:

1 -FLUX- Realiza un flujo de cargas en sistemas puramente radiales (Aunque admite cables en paralelo). Archivos de entrada:

-Archivo de datos de cables: B1 = A1 (utiliza los 5 primeros datos)

-Archivo de datos de la red: B2 = A0+A2+A3 (de A3 solo utiliza los 10 primeros datos y los datos 12 y 13)

-Archivo de datos de cargas: B3 = A4 (solo utiliza 1a.col. y las potencias de carga)

Verificación de datos:

Se determina el número de subredes de A2. (los nodos de dos subredes distintas se caracterizan por no estar unidos por cables).

Se verifica que cada subred tiene un transformador alimentador y uno solo.

Se comprueba que no hay transformadores ni cargas afectados a nodos inexistentes en la red.

Se verifica que no hay cables con secciones fuera de la tabla.

Se realiza el paralelo de los cables en paralelo.

Se verifica si el sistema es radial (una sola alimentación por nodo).

Se verifica las dimensiones máximas (750 ramas y nodos, 40 subredes, 20 tipos de cables.)

Se tiene en cuenta los cables colgados de un solo extremo.

Se ordena los extremos del cable según el flujo de potencias.

El programa determina las tensiones en los nodos a partir de los datos por métodos iterativos; con estos valores, determina por fórmulas las potencias en los cables, transformadores y en las cargas, que se comparan con los datos para evaluar la precisión.

El programa calcula las potencias en ambos extremos de cada cable, las pérdidas generadas y las corrientes circulantes. Para cada subsistema realiza un balance energético y también para el sistema total.

Se determina además las caídas de tensión en % entre el secundario del transformador y cada nodo, referido a la tensión nominal.

Se calcula las corrientes que transportan los cables, y se listan aquellos cables cuyas corrientes referidas a las corrientes nominales de carga sobrepasan el factor de carga.

Cuando la potencia que recibe el transformador no se da

como cero (datos 12 y 13 del archivo A3), el programa ajusta en primera instancia los valores de las cargas de modo de acercarse a la potencia que se entrega al transformador. Esas cargas se graban a continuación en el archivo A4, y se pueden utilizar (una vez separados), para otra corrida más ajustada.

2 -CCIRC- Calcula las corrientes de cortocircuito tripolar en los cables. Archivos de entrada:

-Archivo de datos de cables: B1 = A1 (no utiliza capacidad ni Icar. ni Zo)

-Archivo de datos de la red: B2 = A0+A2+A3 (de A3 no utiliza 3a 9a 10a 14a y 15a columnas)

Verificación de datos: igual que en el caso anterior.

Para cada cable, calcula dos corrientes de cortocircuito máximas: cuando éste ocurre en un extremo y en el otro del cable. Además lista los cables cuya mayor corriente de cortocircuito referida a la corriente de cortocircuito soportada, es superior al factor de carga dado.

3 -CFT- Calcula las corrientes de cortocircuito de una fase a tierra en los cables. Archivos de entrada:

-Archivo de datos de cables: B1 = A1 (no utiliza capacidad ni Icar.)

-Archivo de datos de la red: B2 = A0+A2+A3 (de A3 no utiliza 3a 9a y 10a columnas)

Verificación de datos: igual que en el caso anterior.

Para cada cable, calcula dos corrientes de cortocircuito máximas: cuando éste ocurre en un extremo y en el otro del cable. Si la impedancia homopolar del transformador alimentador es cero (neutro aislado), las corrientes de cortocircuito de esa subred son cero.

Además lista los cables cuya mayor corriente de cortocircuito referida a la corriente de cortocircuito soportada, es superior al factor de carga dado.

4 -FLUX3- Calcula el flujo de cargas en baja tensión con cargas desequilibradas, en sistemas puramente radiales (aunque admite cables en paralelo). Archivos de entrada:

-Archivo de datos de cables: B1 = A1 (no utiliza el 4o. y 6o. datos)

-Archivo de datos de la red: B2 = A0+A2+A3 (de A3 solo utiliza los 10 primeros datos y el asterisco en la columna 63 si el transformador es de neutro aislado)

-Archivo de datos de cargas: B3 = A4.1

Verificación de datos: igual que en los casos anteriores

Como estos estudios tienen interés sólo en baja tensión, no se tiene en cuenta la capacidad, por lo tanto se eliminan los cables colgados de un solo extremo.

Se ordena los extremos del cable según el flujo de potencias.

El programa determina las tensiones al neutro en las 3 fases en los nodos a partir de los datos por métodos iterati-

vos; con estos valores, determina por fórmulas las potencias al neutro en las 3 fases en los cables, transformadores y en las cargas, que se comparan con los datos para evaluar la precisión. También calcula las potencias al neutro transmitidas por cada fase en ambos extremos del elemento, las pérdidas y las corrientes en las 3 fases y en el neutro.

Se determina además las caídas de tensión en las 3 fases, en % entre el secundario del transformador y cada nodo, referido a la tensión nominal. Se listan aquellos cables cuyas corrientes referidas a las corrientes nominales de carga sobrepasan el factor de carga.

DESCRIPCION DE LOS PROGRAMAS AUXILIARES:

5 -CLAS- Dado el archivo B1=A0+A2+A3 (de A3 sólo se utiliza el primer dato para conocer los nodos alimentadores), el programa determina un nuevo archivo de cables A2' donde éstos se ordenan según el flujo de cargas y se separan las distintas subredes con una línea en blanco.

El programa indica en un archivo aparte, los comentarios referentes a las comprobaciones realizadas.

6 -NODOS- Dado el archivo A2 en entrada, determina un archivo de nodos formado por todos los nombres de los extremos de cables (sin repetición). Este archivo sirve para formar la primer columna del archivo de cargas.

7 -SUBRED- Dado el archivo B1=A0+A2+A3 en entrada, del que extrae solamente el archivo A2, determina otro archivo similar a A2 donde las subredes (si existen) se agrupan y se separan por una línea en blanco.

8 -SUBSIS- Dados dos archivos generales B1=A0+A2+A3 y A4, y un archivo An que representa en columna una serie de nodos (con formato A8 y línea final en blanco), que indican los puntos que se quiere estudiar, el programa determina en salida dos archivos A'2 y A'4. El primero está formado por los cables de A2 que vinculan nodos que figuran en An con indicación de todos los cables posibles que quedan colgados, por medio de un asterisco, y el segundo está formado por las cargas de A4 correspondientes a los nodos de An.

El programa indica cuando existen nodos en An que no corresponden a nodos existentes en A2.

9 -CAR- Dado un archivo A4 de cargas (del que utiliza solamente el 5o. dato de cada línea) y la tensión nominal en kV, el factor de magnificación k y el cos(fi) (que se piden por pantalla), el programa entrega otro archivo A4' con las 2a., 3a., y 5a. columnas cambiadas en la forma siguiente: 2a. columna: sqrt(3)*k*I*V*cos(fi), 3a. columna: sqrt(3)*k*I*V*sen(fi), 5a. columna: k*I. Se utiliza este archivo con el programa FLUX en la hipótesis de un aumento proporcional de la carga o cuando sólo se conoce la corriente.

El programa entrega por pantalla la suma de las corrientes.

10 -T132- Sirve para ver en pantalla HERCULES archivos de 132 columnas, y en las otras pantallas archivos de 128 columnas.

ANEXO 2

FLUJO DE CARGAS EN SISTEMAS DE DISTRIBUCION PURAMENTE RADIALES

CREADO POR Ing. SIMON ZEJERMAN

ESTUDIO: CARGA MAXIMA EN MONTEVIDEO EN 1988 EN LA RED DE 30 kV FECHA 06/AGO/1989

TABLA DE VALORES DE CABLES

Smm2	ROhm/km	XOhm/km	YmS/km	Amax
48	.4450	.1500	.0720	145
50	.4270	.1490	.0730	150
70	.3050	.1400	.0800	200
120	.1780	.1320	.0942	267
150	.1480	.1260	.1070	290
177	.1330	.1230	.1120	330
185	.1274	.1220	.1160	340
240	.0884	.1130	.1225	398
250	.0849	.1100	.1300	410

DATOS DE LA RED

CABLE	DE NODO	A NODO	LON.m	S mm2	CABLE	DE NODO	A NODO	LON.m	S mm2
R 14	E 1C	E 2A	2166	120	R 16	E 1A	E 2C	2168	120
R 15	E 1B	E 46	1369	120	R 14	E 2A	E 3A	692	120
R 16	E 2C	E 3C	699	120	R 33	E 2B	E 32A	3033	240
R 15	E 3B	E 46	1088	120	R 35	E 4A	E 32C	1300	120
R 34	E 4B	E 32B	1300	120	R 33	E 4C	E 32A	1300	120
R 47	E 5B	E 44A	1750	240	R 46	E 5C	E 44B	1750	240
R 45	E 5A	E 44C	1750	240	R110	E 8C	E 13A	2326	177
R 26	E 10C	E 60	2296	150	R 1	E 11	E 29	580	70
R120	E 12C	E 13B	2849	150	R 1	E 15A	E 29	5834	70
R 5	E 17C	E 16	2960	120	R 3	E 17B	E 29B	5037	120
R 3	E 17B	E 30A	2140	50	R 4	E 17A	E 30B	2111	50
R 4	E 17A	E 41	3006	120	R 30	E 18B	E 19B	1050	50
R 29	E 18A	E 19A	1053	50	R 4	E 20A	E 41	5012	120
R 7	E 21	E 24B	2683	120	R 8	E 21	E 35A	2172	48
R 9	E 21	E 35B	2177	48	R 31	E 22B	E 23	4791	70
R 10	E 24A	E 25C	1833	185	R 20	E 26A	E 61	650	150
R 40	E 40	E 56A	2291	150	R 41	E 56B	E 57	4050	120
R 61	M B	E 43	320	240	R 32	M C	E 22A	3401	150
R 31	M C	E 22B	3410	150	R 33	M E	E 2B	3845	240
R 16	M E	E 3C	2593	250	R 14	M E	E 3A	2569	250
R 15	M E	E 3B	2581	250	R 19	M E	E 25A	3067	240
R 71	M E	E 25B	5334	177	R101	M E	E 25C	5279	177
R105	M E	E 26C	360	240	R106	M E	E 26B	360	240
R107	M E	E 26A	360	240	R103	M E	E 27B	1684	240

R104	M	E	E	27C	1689	240	R102	M	E	E	27A	1679	240
R 34	M	E	E	32B	3819	240	R 35	M	E	E	32C	3829	240
R 44	M	F	E	6B	3400	240	R 43	M	F	E	6C	3400	240
R 42	M	F	E	6A	3400	240	R 50	M	F	E	7A	1320	240
R 49	M	F	E	7B	1320	240	R 48	M	F	E	7C	1320	240
R 37	M	F	E	8B	2200	240	R 36	M	F	E	8C	2200	240
R 38	M	F	E	8A	2200	240	R 45	M	F	E	44C	2800	240
R 46	M	F	E	44B	2800	240	R 47	M	F	E	44A	2800	240
R 21	M	H	E	9B	1770	250	R 22	M	H	E	9A	1770	250
R 28	M	H	E	9C	1770	250	R 23	M	H	E	12B	2194	240
R 27	M	H	E	12C	2325	240	R 24	M	H	E	12A	2171	250
R 40	M	H	E	40	5157	150	R 67	M	H	E	42B	170	240
R 66	M	H	E	42A	170	240	R 41	M	H	E	56B	6680	150
R 51	M	H	P	EA	624	240	R 52	M	H	P	EB	624	240
R 3	M	N	E	17B	535	240	R 5	M	N	E	17C	400	240
R 4	M	N	E	17A	550	240	R 8	M	N	E	21	5502	177
A 5	M	N	E	21	5502	177	R 2	M	N	P	A	2020	240
R 13	M	N	P	A	2020	240	R 29	M	N	P	CB	1968	150
R 30	M	N	P	CA	1921	150	R 2	P	A	E	14	2712	50
R 2	P	A	E	15B	1282	120	R 1	P	A	E	15A	1298	120
R 1	P	A	E	39	175	50	R 13	P	A	M	N	1982	240
R 2	P	A	M	N	1949	240	R 30	P	CA	E	18B	1650	120
R 29	P	CB	E	18A	1650	120	R 52	P	EB	E	10B	2593	185
R 51	P	EA	E	10A	2593	150	R 26	P	EB	E	60	2500	150
R 60	P	MA	E	15C	2210	120	R 80	P	MB	E	34B	4460	120
R 60	P	MA	E	34A	4460	120	A 7	P	MC	M	N	6731	177
A 8	P	MB	M	N	6734	177	A 6	P	MA	M	N	6725	177
R 5	P	O	E	16	2060	50	R 3	P	O	E	16	2060	50

HAY 34 CABLE(S) COLGADO(S)

CABLE	DE NODO	A NODO	LON.m	S mm2	CABLE	DE NODO	A NODO	LON.m	S mm2
A 7	P MC	E 14	2500	185	A 7	P MC	E 12	3000	177
A 6	P MA	E 12	3000	177	A 8	P MB	E 12	3000	177
R 29	P CB	E 20	3655	50	R 30	P CA	E 20	3659	50
R 5	E 17C	P C	1443	240	R 13	P A	E 15	1275	120
R 13	P A	E 14	2757	50	A 10	M C	E 21	4108	250
A 9	M C	E 21	4098	250	R 40	E 56A	E 57	4050	150
R66	E 42A	E 36	2000	120	R67	E 42B	E 36	2000	120
R 10	E 25C	E 24	1833	50	R 7	E 25B	E 24	1750	120
R 32	E 22A	E 23	4823	70	R 3	E 17B	E 16	3047	50
R 1	E 15A	E 34	3054	50	R 2	E 15B	E 34	3064	50
R 1	E 39	E 14	2211	50	R130	E 14	E 27	1000	240
R110	E 12A	E 13	2838	150	R 2	E 15B	E 11	6342	70
R120	E 13B	E 8	2278	177	R 28	E 7B	E 9	2485	120
R 21	E 7C	E 9	2447	120	R 22	E 7A	E 9	2469	120
R 22	E 7A	E 6	1820	50	R 28	E 7B	E 6	1835	50
R 21	E 7C	E 6	1800	50	R 47	E 5A	E 4	1482	120
R 46	E 5C	E 4	1476	120	R 45	E 5B	E 4	1496	120

HAY RAMAS EN PARALELO ENTRE LOS NODOS SIGUIENTES:

M N E 21 P O E 16 M N P A **

EL SISTEMA ANALIZADO TIENE 6 SUBRED(ES)

DATOS DE TRANSFORMADORES

NODO		TENSION kV		REL. DE TRANSF.		POT.	X	Pcu	Pfe	IO	CARGAS	
		MOD	ANG	VP	VS	kVA	%	kW	kW	%	kW	kVAR
M	E	145.00	30.00	152.30	34.10	300000.	13.80	1300.0	.0	.50	.00	.00
M	F	145.00	30.00	143.20	31.50	126000.	11.00	500.0	.0	.50	.00	.00
M	H	145.00	30.00	142.50	30.00	100000.	11.50	500.0	.0	.50	.00	.00
M	N	145.00	30.00	142.50	31.50	116000.	12.50	500.0	.0	.50	.00	.00
M	C	145.00	30.00	150.00	33.50	35000.	19.90	170.0	.0	.50	.00	.00
M	B	145.00	30.00	148.20	31.50	40000.	9.00	170.0	.0	.50	.00	.00

CARGAS PROPUESTAS DE ALIMENTACION LOCAL

NODO	CARGA		NODO	CARGA		NODO	CARGA		NODO	CARGA	
	P kW	Q kVAR		P kW	Q kVAR		P kW	Q kVAR		P kW	Q kVAR
E 1C	2456.20	1325.70	E 2A	9353.50	5048.50	E 1A	6255.10	3376.20	E 2C	3741.80	2019.60
E 1B	4400.70	2375.20	E 46	1408.00	760.00	E 3A	9697.60	5234.20	E 3C	3807.80	2055.30
E 2B	6704.70	3618.80	E 32A	5667.50	3059.00	E 3B	6822.50	3682.40	E 5B	4459.80	2407.10
E 5C	2489.10	1343.50	E 5A	6339.10	3421.50	E 4A	9739.80	5257.00	E 32C	2225.30	1201.10
E 4B	6851.70	3698.10	E 32B	3987.20	2152.10	E 4C	3824.50	2064.20	E 44A	3400.50	1835.40
E 44B	2392.30	1291.20	E 44C	1335.20	720.70	E 7C	3989.00	2153.10	E 7B	7147.40	3857.70
E 7A	10160.00	5483.60	E 13B	5737.60	3096.80	E 8C	3643.20	1966.40	E 13A	8606.40	4645.20
E 10C	3412.20	1841.70	E 60	3784.00	2042.40	E 15B	3868.50	2088.00	E 11	4136.00	2232.40
E 29	4312.00	2327.40	E 12C	4170.30	2250.90	E 12A	10622.00	5733.40	E 14	15928.00	8597.00
E 39	5456.00	2944.80	E 15A	5500.00	2968.60	E 17B	2983.20	1610.20	E 17C	1665.00	898.60
E 16	8448.00	4559.70	E 20B	4611.20	2488.90	E 30A	6916.80	3733.30	E 17A	4240.70	2288.90
E 30B	2358.40	1272.90	E 41	3256.00	1757.40	E 18B	3555.20	1918.90	E 19B	3344.00	1804.90
E 18A	5332.80	2878.30	E 19A	5016.00	2707.30	E 20A	6916.80	3733.30	E 21	16368.00	8834.50
E 24B	4752.00	2564.90	E 35A	1320.00	712.50	E 35B	880.00	475.00	E 22A	5808.00	3134.80
E 22B	3872.00	2089.90	E 23	1056.00	570.00	E 25B	7117.40	3841.60	E 25C	3972.30	2144.00
E 24A	7128.00	3847.30	E 26A	11671.00	6299.60	E 61	.00	.00	E 42B	3238.40	1747.90
E 42A	4857.60	2621.90	E 40	1672.00	902.40	E 56A	5808.00	3134.80	E 56B	3872.00	2089.90
E 57	7744.00	4179.80	M B	.00	.00	E 43	.00	.00	M C	.00	.00
M E	.00	.00	E 25A	10118.00	5461.20	E 26C	4582.20	2473.20	E 26B	8210.40	4431.50
E 27B	5375.00	2901.10	E 27C	2999.90	1619.20	E 27A	7641.00	4124.20	M F	.00	.00
E 6B	4637.00	2502.80	E 6C	2588.00	1396.80	E 6A	6591.00	3557.50	E 8B	6527.00	3522.90
E 8A	9277.80	5007.60	M H	.00	.00	E 9B	6851.70	3698.10	E 9A	9740.70	5257.50
E 9C	3823.60	2063.80	E 12B	7472.10	4033.00	P EA	.00	.00	P EB	.00	.00
M N	.00	.00	P A	.00	.00	P CB	.00	.00	P CA	.00	.00
E 10B	6113.40	3299.60	E 10A	8690.90	4690.80	P MB	.00	.00	P MA	.00	.00
P MC	.00	.00	E 15C	2159.50	1165.60	E 34B	3449.60	1861.90	E 34A	5174.40	2792.80
P O	.00	.00									

TRANSMISION EN CABLES Y TRANSF.

CABLE	DE NODO	LADO TRANSMISOR P kW	Q kVAR	A NODO	LADO RECEPTOR P kW	Q kVAR	PERDIDAS P kW	Q kVAR	CORR. A	SRED
R 14	E 2A	2459.34	1137.42	E 1C	2456.22	1325.74	3.12	-188.31	51	1
R 16	E 2C	6275.72	3199.85	E 1A	6255.13	3376.24	20.59	-176.39	133	1
R 15	E 4B	4407.11	2258.62	E 1B	4400.70	2375.30	6.41	-116.68	93	1
R 14	E 3A	11836.22	6142.27	E 2A	11812.86	6186.07	23.36	-43.79	251	1
R 16	E 3C	10034.25	5169.65	E 2C	10017.43	5219.31	16.81	-49.66	212	1
R 33	E 2B	9529.48	4708.29	E 32A	9496.68	5013.03	32.80	-304.73	201	1
R 15	E 3B	5823.93	2928.19	E 4B	5815.17	3018.52	8.76	-90.32	122	1
R 35	E 32C	9769.92	5164.34	E 4A	9739.77	5256.95	30.15	-92.61	208	1
R 34	E 32B	6666.50	3593.77	E 4B	6851.67	3698.02	14.84	-104.24	146	1
R 33	E 32A	3629.24	1954.10	E 4C	3824.58	2064.24	4.66	-110.14	81	1
R 47	E 44A	4463.91	2082.46	E 5B	4459.80	2276.33	4.11	-193.87	94	2
R 46	E 44B	2490.30	1015.88	E 5C	2489.06	1214.07	1.24	-198.19	51	2
R 45	E 44C	6347.50	3103.78	E 5A	6339.10	3292.08	8.41	-188.30	134	2
R110	E 8C	8638.19	4433.74	E 13A	8606.42	4645.16	31.78	-211.42	185	2
R 26	E 6C	3418.25	1651.55	E 10C	3412.18	1841.72	6.07	-190.18	78	3
R 1	E 2B	4140.92	2197.30	E 11	4136.09	2232.49	4.83	-35.19	95	4
R120	E 12C	5758.43	2669.51	E 13B	5737.59	2894.22	20.84	-224.71	130	3
R 1	E 15A	8651.78	4230.43	E 29	8452.83	4524.60	198.96	-294.18	193	4
R 5	E 17C	8503.37	4108.72	E 16	8448.00	4305.26	55.37	-196.54	187	4
R 3	E 17B	4639.31	2105.73	E 20B	4611.22	2488.90	28.09	-383.18	102	4
R 3	E 17B	6983.31	3623.80	E 30A	6916.80	3733.31	66.51	-109.52	155	4
R 4	E 17A	2365.84	1143.87	E 30B	2358.41	1272.91	7.43	-129.04	52	4
R 4	E 17A	10320.81	4966.66	E 41	10238.11	5145.79	82.70	-179.13	226	4
R 30	E 18B	3351.60	1742.65	E 19B	3344.00	1804.88	7.60	-62.24	75	4
R 29	E 18A	5033.38	2648.79	E 19A	5016.02	2707.28	17.36	-58.50	113	4
R 4	E 41	6982.11	3388.48	E 20A	6916.80	3733.31	65.31	-344.91	156	4
R 7	E 21	4768.49	2367.09	E 24B	4751.98	2564.89	16.52	-197.80	107	4
R 8	E 21	1322.53	583.12	E 35A	1320.01	712.50	2.51	-129.38	29	4
R 9	E 21	881.11	344.77	E 35B	880.01	475.01	1.10	-130.24	19	4
R 31	E 22B	1057.86	191.41	E 23	1055.99	569.98	1.86	-378.57	20	5
R 10	E 25C	7144.32	3665.12	E 24A	7127.99	3847.26	16.33	-182.14	152	1
R 20	E 26A	-.05	-66.31	E 61	-.05	.05	.00	-66.36	0	1
R 40	E 40	5825.09	2615.59	E 56A	5808.00	2794.01	17.08	-178.42	131	3
R 41	E 56B	7816.37	3940.78	E 57	7743.99	4179.79	72.38	-239.01	182	3
R 61	M B	.03	-36.73	E 43	.03	.51	.00	-37.24	0	6
R 32	M C	5827.81	2408.21	E 22A	5808.00	2752.64	19.81	-344.43	116	5
R 31	M C	4943.98	1930.74	E 22B	4929.86	2281.37	14.12	-350.63	98	5
R 33	M E	16353.56	8034.05	E 2B	16234.15	8327.15	119.41	-293.10	342	1
R 16	M E	13898.34	6977.58	E 3C	13842.09	7225.05	56.25	-247.47	291	1
R 14	M E	21670.67	11237.17	E 3A	21533.82	11376.30	136.86	-139.13	457	1
R 15	M E	12693.01	6352.06	E 3B	12646.33	6610.61	46.68	-258.55	266	1
R 19	M E	10155.34	5151.71	E 25A	10118.01	5461.23	37.33	-309.52	214	1
R 71	M E	7164.34	3163.53	E 25B	7117.39	3686.52	46.94	-523.00	148	1
R101	M E	11231.70	5232.62	E 25C	11116.65	5684.38	115.06	-451.76	233	1
R105	M E	4582.74	2431.91	E 26C	4581.84	2472.88	.90	-40.97	97	1
R106	M E	8213.40	4393.43	E 26B	8210.51	4431.84	2.90	-38.41	174	1

R107	M	E	11676.99	6198.48	E	26A	11671.16	6233.14	5.83	-34.65	247	1
R103	M	E	5380.75	2711.73	E	27B	5375.00	2901.21	5.74	-189.48	113	1
R104	M	E	3001.68	1423.84	E	27C	2999.91	1619.11	1.77	-195.26	62	1
R102	M	E	7652.64	3942.90	E	27A	7641.01	4124.15	11.63	-181.25	161	1
R 34	M	E	10906.85	5369.69	E	32B	10853.76	5745.96	53.09	-376.27	228	1
R 35	M	E	12060.51	6003.92	E	32C	11995.24	6365.46	65.27	-361.54	253	1
R 44	M	F	4645.63	2124.83	E	6B	4636.97	2502.77	8.66	-377.93	97	2
R 43	M	F	2590.61	1010.70	E	6C	2587.99	1396.78	2.62	-386.08	53	2
R 42	M	F	6608.71	3191.56	E	6A	6591.00	3557.51	17.70	-365.96	140	2
R 50	M	F	10176.10	5012.32	E	7A	10159.97	5142.77	16.13	-130.46	214	2
R 49	M	F	7155.21	3373.04	E	7B	7147.34	3514.17	7.86	-141.12	149	2
R 48	M	F	3991.43	1666.67	E	7C	3989.06	1814.92	2.36	-148.25	82	2
R 37	M	F	6538.30	3285.63	E	8B	6527.00	3522.94	11.30	-237.31	139	2
R 36	M	F	12321.25	6199.88	E	8C	12281.40	6400.20	39.85	-200.32	261	2
R 38	M	F	9300.78	4785.47	E	8A	9277.80	5007.60	22.98	-222.13	198	2
R 45	M	F	7701.98	3529.14	E	44C	7682.70	3824.57	19.28	-295.44	161	2
R 46	M	F	4890.18	1996.15	E	44B	4882.63	2306.98	7.55	-310.83	100	2
R 47	M	F	7884.64	3623.64	E	44A	7864.42	3917.85	20.22	-294.21	165	2
R 21	M	H	6862.94	3527.34	E	9B	6851.73	3698.19	11.21	-170.85	157	3
R 22	M	H	9763.43	5101.72	E	9A	9740.66	5257.42	22.77	-155.70	224	3
R 28	M	H	3827.08	1882.76	E	9C	3823.63	2063.83	3.45	-181.07	87	3
R 23	M	H	7489.26	3838.63	E	12B	7472.04	4032.95	17.22	-194.32	172	3
R 27	M	H	9960.01	4731.37	E	12C	9928.78	4920.44	31.23	-189.07	225	3
R 24	M	H	10654.66	5305.62	E	12A	10622.04	5490.29	32.62	-184.67	242	3
R 40	M	H	7559.56	3131.74	E	40	7497.08	3517.92	62.48	-386.18	168	3
R 67	M	H	3238.62	1578.47	E	42B	3238.38	1594.97	.24	-16.50	73	3
R 66	M	H	4858.50	2453.28	E	42A	4857.95	2469.39	.55	-16.10	110	3
R 41	M	H	11897.59	5649.54	E	56B	11688.38	6030.69	209.21	-381.14	270	3
R 51	M	H	8742.32	4454.85	P	EA	8735.72	4508.07	6.60	-53.22	199	3
R 52	M	H	13379.53	6540.07	P	EB	13364.35	6582.29	15.18	-42.21	302	3
R 3	M	N	14620.48	7111.26	E	17B	14605.91	7148.89	14.57	-37.63	320	4
R 5	M	N	10173.78	4820.48	E	17C	10168.56	4855.89	5.22	-35.40	221	4
R 4	M	N	16947.63	8367.35	E	17A	16927.39	8399.29	20.24	-31.94	372	4
R 8	M	N	11819.12	5680.74	E	21	11670.07	6064.72	149.05	-383.98	260	4
R 3	E	16	.01	-127.22	P	O	.00	.00	.00	-127.22	1	4
R 2	M	N	9874.10	4591.72	P	A	9849.25	4771.91	24.85	-180.19	215	4
A 6	M	N	7435.20	2596.47	P	MA	7368.79	3175.55	66.41	-579.08	157	4
R 29	M	N	10458.50	5063.05	P	CB	10413.98	5203.90	44.52	-140.85	229	4
R 30	M	N	6946.54	3157.14	P	CA	6927.75	3316.68	18.79	-159.53	151	4
R 2	P	A	16392.34	8495.25	E	14	15928.00	8497.85	464.34	-2.60	365	4
R 2	P	A	3873.08	1366.02	E	15B	3868.53	1465.61	4.55	-99.59	81	4
R 1	P	A	14219.80	6957.31	E	15A	14151.78	7010.71	68.02	-53.40	313	4
R 1	P	A	5459.48	2797.68	E	39	5456.18	2807.43	3.30	-9.75	121	4
A 8	M	N	3476.95	597.01	P	MB	3463.47	1229.78	13.48	-632.77	70	4
A 7	M	N	.77	-1186.57	P	MC	.00	-538.88	.78	-647.69	16	4
R 30	P	CA	6927.80	3544.85	E	18B	6906.81	3661.58	20.99	-116.73	154	4
R 29	P	CB	10413.97	5430.94	E	18A	10366.11	5527.06	47.86	-96.11	233	4
R 52	P	EB	6133.05	3077.25	E	10B	6113.41	3299.64	19.64	-222.40	140	3
R 51	P	EA	8735.83	4508.18	E	10A	8690.89	4690.82	44.94	-182.64	201	3
R 26	P	EB	7231.27	3505.13	E	60	7202.25	3693.88	29.02	-188.75	164	3
R 60	P	MA	2162.22	992.74	E	15C	2159.49	1165.63	2.73	-172.89	48	4

R 80	P	MB	3463.47	1515.97	E 34B	3449.61	1861.92	13.86	-345.96	76	4
R 60	P	MA	5206.57	2465.56	E 34A	5174.40	2792.81	32.17	-327.25	116	4
R 2	M	N	10233.80	4766.60	P A	10208.05	4938.19	25.75	-171.59	223	4
R 13	M	N	10063.41	4683.79	P A	10038.09	4859.39	25.32	-175.60	219	4
R 13	M	N	9874.10	4591.72	P A	9849.25	4771.91	24.85	-180.19	215	4
R 5	E 16		.01	-127.22	P O	.00	.00	.00	-127.22	1	4
A 5	M	N	11819.12	5680.74	E 21	11670.07	6064.72	149.05	-383.98	260	4
TRANSFOR	--------		157182.60	97182.07	M E	156642.60	78624.67	540.03	18557.40	3273	1
TRANSFOR	--------		84092.15	48408.51	M F	83804.86	39798.94	287.29	8609.57	1750	2
TRANSFOR	--------		98900.59	64063.53	M H	98233.23	48196.81	667.35	15866.72	2223	3
TRANSFOR	--------		134667.60	87934.77	M N	133743.10	60521.81	924.56	27412.96	2891	4
TRANSFOR	--------		10791.57	4247.46	M C	10771.80	3273.85	19.77	973.61	205	5
TRANSFOR	--------		.00	154.22	M B	.00	-37.24	.00	191.46	0	6

HAY 15 ELEMENTO(S) CON CORRIENTE(S) SUPERIOR(ES) AL 80.0 % DE SU CAPACIDAD

TRANSFOR	--------	M H	115.56	TRANSFOR	--------	M N	135.99	R 14	E 3A	E 2A	94.17
R 1	E 15A	E 29	96.53	R 3	E 17B	E 30A	103.84	R 4	E 17A	E 41	85.01
R 33	M E	E 2B	85.98	R 14	M E	E 3A	111.55	R 41	M H	E 56B	93.17
R 3	M N	E 17B	80.51	R 4	M N	E 17A	93.59	R 2	P A	E 14	243.73
R 1	P A	E 15A	117.33	R 1	P A	E 39	80.84	R 29	P CB	E 18A	87.29

BALANCE EN LAS SUBREDES

ALIMENTADOR	POTENCIA RECIBIDA		POTENCIA TRANSFERIDA		PERDIDAS	
	kW	kVAR	kW	kVAR	kW	kVAR
M B	157182.60	97182.07	155759.10	84070.30	1423.50	13111.77
M F	84092.15	48408.51	83582.81	45113.00	509.34	3295.51
M H	98900.59	64063.53	97610.51	52684.70	1290.08	11378.83
M N	134667.60	87934.77	131948.10	71218.00	2719.53	16716.77
M C	10791.57	4247.46	10736.00	5794.70	55.57	-1547.24
M B	.00	154.22	.00	.00	.00	154.22

LA POTENCIA TOTAL QUE ENTREGA EL SISTEMA ES: 479636.50 kW 258880.70 kVAR

LAS PERDIDAS TOTALES DEL SISTEMA SON: 5998.02 kW 43109.86 kVAR

CARGAS CALCULADAS DE ALIMENTACION LOCAL

NODO	CARGA		NODO	CARGA		NODO	CARGA		NODO	CARGA	
	P kW	Q kVAR		P kW	Q kVAR		P kW	Q kVAR		P kW	Q kVAR
E 1C	2456.22	1325.74	E 2A	9353.52	5048.64	E 1A	6255.13	3376.24	E 2C	3741.71	2019.46
E 1B	4400.70	2375.30	E 46	1408.06	759.90	E 3A	9697.60	5234.03	E 3C	3807.84	2055.40
E 2B	6704.67	3618.85	E 32A	5667.44	3058.92	E 3B	6822.40	3682.41	E 5B	4459.80	2407.07
E 5C	2489.06	1343.56	E 5A	6339.10	3421.48	E 4A	9739.77	5256.95	E 32C	2225.32	1201.12
E 4B	6851.67	3698.02	E 32B	3987.26	2152.19	E 4C	3824.58	2064.24	E 44A	3400.51	1835.38

E 44B	2392.33	1291.10	E 44C	1335.20	720.80	E 7C	3989.06	2153.23	E 7B	7147.34	3857.75
E 7A	10159.97	5483.50	E 13B	5737.59	3096.80	E 8C	3643.21	1966.46	E 13A	8606.42	4645.16
E 10C	3412.18	1841.72	E 60	3784.00	2042.33	E 15B	3868.53	2088.07	E 11	4136.09	2232.49
E 29	4311.90	2327.31	E 12C	4170.35	2250.93	E 12A	10622.04	5733.48	E 14	15928.00	8597.01
E 39	5456.18	2945.07	E 15A	5500.00	2968.62	E 17B	2983.29	1610.02	E 17C	1665.19	898.88
E 16	8447.99	4559.69	E 20B	4611.22	2488.90	E 30A	6916.80	3733.31	E 17A	4240.73	2288.76
E 30B	2358.41	1272.91	E 41	3256.00	1757.40	E 18B	3555.21	1918.94	E 19B	3344.00	1804.88
E 18A	5332.73	2878.27	E 19A	5016.02	2707.28	E 20A	6916.80	3733.31	E 21	16368.01	8834.46
E 24B	4751.98	2564.89	E 35A	1320.01	712.50	E 35B	880.01	475.01	E 22A	5808.00	3134.81
E 22B	3872.01	2089.96	E 23	1055.99	569.98	E 25B	7117.39	3841.62	E 25C	3972.33	2144.05
E 24A	7127.99	3847.26	E 26A	11671.22	6299.45	E 61	-.05	.05	E 42B	3238.38	1747.04
E 42A	4857.95	2621.44	E 40	1672.00	902.32	E 56A	5808.00	3134.85	E 56B	3872.01	2089.90
E 57	7743.99	4179.79	M B	-.03	-.51	E 43	.03	.51	M C	.00	-.06
M E	.05	.04	E 25A	10118.01	5461.23	E 26C	4581.84	2472.88	E 26B	8210.51	4431.84
E 27B	5375.00	2901.21	E 27C	2999.91	1619.11	E 27A	7641.01	4124.15	M F	.03	-.09
E 6B	4636.97	2502.77	E 6C	2587.99	1396.78	E 6A	6591.00	3557.51	E 8B	6527.00	3522.94
E 8A	9277.80	5007.60	M H	-.27	1.41	E 9B	6851.73	3698.19	E 9A	9740.66	5257.42
E 9C	3823.63	2063.83	E 12B	7472.04	4032.95	P EA	-.11	-.11	P EB	.03	-.09
M N	-.42	.31	P A	-.05	-.50	P CB	.01	.01	P CA	-.05	-.06
E 10B	6113.41	3299.64	E 10A	8690.89	4690.82	P MB	.00	-.03	P MA	.00	-.06
P MC	.00	-.01	E 15C	2159.49	1165.63	E 34B	3449.61	1861.92	E 34A	5174.40	2792.81
P O	.01	.01									

TENSIONES kV

NODO	MOD	ANG	NODO	MOD	ANG	NODO	MOD	ANG
E 1C	30.545	25.033	E 2A	30.587	25.047	E 1A	30.579	25.093
E 2C	30.689	25.125	E 1B	30.661	25.125	E 46	30.710	25.139
E 3A	30.653	25.066	E 3C	30.745	25.142	E 2B	30.614	25.026
E 32A	30.476	24.906	E 3B	30.760	25.155	E 5B	30.459	25.678
E 5C	30.517	25.726	E 5A	30.445	25.667	E 4A	30.588	25.070
E 32C	30.691	25.098	E 4B	30.641	25.096	E 32B	30.713	25.116
E 4C	30.436	24.894	E 44A	30.495	25.712	E 44B	30.536	25.745
E 44C	30.498	25.714	E 7C	30.575	25.783	E 7B	30.554	25.767
E 7A	30.535	25.751	E 13B	28.178	23.230	E 8C	30.469	25.695
E 13A	30.338	25.629	E 10C	28.182	23.271	E 60	28.240	23.301
E 15b	29.180	21.267	E 11	28.379	21.294	E 29	28.411	21.290
E 12C	28.297	23.297	E 12A	28.299	23.302	E 14	28.450	21.517
E 39	29.202	21.294	E 15A	29.065	21.234	E 17B	29.277	21.347
E 17C	29.295	21.364	E 16	29.086	21.291	E 20B	29.082	21.279
E 30A	29.019	21.425	E 17A	29.269	21.341	E 30B	29.183	21.364
E 41	29.012	21.248	E 18B	29.127	21.301	E 19B	29.066	21.319
E 18A	29.025	21.263	E 19A	28.933	21.291	E 20A	28.715	21.150
E 21	28.883	21.137	E 24B	28.774	21.102	E 35A	28.832	21.150
E 35B	28.849	21.144	E 22A	31.472	26.106	E 22B	31.492	26.114
E 23	31.435	26.105	E 25B	30.672	25.150	E 25C	30.539	25.079
E 24A	30.457	25.034	E 26A	30.890	25.270	E 61	30.890	25.269
E 42B	28.411	23.410	E 42A	28.409	23.409	E 40	28.141	23.238
E 56A	28.045	23.180	E 56B	27.838	23.098	E 57	27.557	23.006
M B	30.823	30.000	E 43	30.823	30.000	M C	31.597	26.177

M	E	30.910	25.286	E	25A	30.761	25.161	E	26C	30.902	25.280
E	26B	30.896	25.275	E	27B	30.867	25.250	E	27C	30.886	25.266
E	27A	30.848	25.235	M	F	30.598	25.807	E	6B	30.524	25.741
E	6C	30.558	25.769	E	6A	30.491	25.714	E	8B	30.529	25.748
E	8A	30.499	25.724	M	H	28.414	23.413	E	9B	28.352	23.356
E	9A	28.326	23.333	E	9C	28.380	23.381	E	12B	28.328	23.335
P	EA	28.385	23.386	P	EB	28.371	23.371	M	N	29.315	21.384
P	A	29.219	21.289	P	CB	29.171	21.307	P	CA	29.223	21.331
E	10B	28.264	23.308	E	10A	28.218	23.305	P	MB	29.183	21.246
P	MA	29.006	21.145	P	MC	29.340	21.332	E	15C	28.966	21.131
E	34B	29.055	21.199	E	34A	28.810	21.079	P	O	29.087	21.287

CAIDAS DE TENSION EN %

E	1C	1.22	E	2A	1.08	E	1A	1.10	E	2C	.74
E	3A	.86	E	3C	.55	E	2B	.99	E	32A	1.45
E	5C	.27	E	5A	.51	E	4A	1.07	E	32C	.73
E	4C	1.58	E	44A	.34	E	44B	.21	E	44C	.33
E	7A	.21	E	13B	.78	E	8C	.43	E	13A	.87
E	15B	.45	E	11	3.12	E	29	3.01	E	12C	.39
E	39	.38	E	15A	.83	E	17B	.13	E	17C	.07
E	30A	.99	E	17A	.15	E	30B	.44	E	41	1.01
E	18A	.97	E	19A	1.27	E	20A	2.00	E	21	1.44
E	35B	1.55	E	22A	.42	E	22B	.35	E	23	.54
E	24A	1.51	E	26A	.07	E	61	.07	E	42B	.01
E	56A	1.23	E	56B	1.92	E	57	2.85	M	B	.00
M	E	.00	E	25A	.50	E	26C	.03	E	26B	.05
E	27A	.21	M	F	.00	E	6B	.25	E	6C	.14
E	8A	.33	M	H	.00	E	9B	.20	E	9A	.29
P	EA	.09	P	EB	.14	M	N	.00	P	A	.32
E	10B	.50	E	10A	.65	P	MB	.44	P	MA	1.03
E	34B	.87	E	34A	1.68	P	O	.76			

E	1B	.83	E	46	.67						
E	3B	.50	E	5B	.47						
E	4B	.90	E	32B	.66						
E	44C	.33	E	7C	.08	E	7B	.15			
E	13A	.87	E	10C	.77	E	60	.58			
E	12C	.39	E	12A	.38	E	14	2.88			
E	17C	.07	E	16	.76	E	20B	.78			
E	41	1.01	E	18B	.63	E	19B	.83			
E	21	1.44	E	24B	1.80	E	35A	1.61			
E	23	.54	E	25B	.79	E	25C	1.24			
E	42B	.01	E	42A	.01	E	40	.91			
M	B	.00	E	43	.00	M	C	.00			
E	26B	.05	E	27B	.14	E	27C	.08			
E	6C	.14	E	6A	.36	E	8B	.23			
E	9A	.29	E	9C	.11	E	12B	.29			
P	A	.32	P	CB	.48	P	CA	.31			
P	MA	1.03	P	MC	-.08	E	15C	1.16			

ESTUDIO DEL COMPORTAMIENTO FRENTE A LAS DESCARGAS ATMOSFERICAS DE LAS LINEAS AEREAS DE 30 KV EN EL URUGUAY

RESUMEN - Este trabajo presenta un estudio acerca del comportamiento de las líneas aéreas de distribución de 30 kV, tanto debido a descargas directas como indirectas (inducidas), estimándose el número de salidas de servicio por cada una de estas causas por 100 km y por año, para las configuraciones de líneas existentes en Uruguay. Se estudian también las fallas de apantallamiento que pueden ocurrir con las líneas con hilo de guardia. Se concluye también que en las condiciones actuales de las instalaciones (fundamentalmente valores de resistencia de tierra), el hilo de guardia para las instalaciones de distribución mencionadas no presenta eficacia.

METODOLOGIA DE TRABAJO

Para poder estimar el número de interrupciones de servicio debidas a sobretensiones de origen atmosférico en líneas aéreas de 30 kV, habrá que recorrer las siguientes etapas:

a) Conocer el número probable de descargas que han de caer sobre la línea.

b) Evaluar las sobretensiones a que dan origen esas descargas

c) Comparar estas sobretensiones con la tensión capaz de ser resistida por la aislación determinándose así el número de contorneos que se producen en la línea.

d) En base a los puntos anteriores obtener el número de interrupciones de servicio por 100 km/año.

Aplicaremos este estudio a dos casos concretos en nuestro país: 1) línea de 30 kV sin hilo de guardia; 2) línea de 30 kV con hilo de guardia.

Una vez realizado el análisis determinístico, por medio de un enfoque estadístico (Método de Montecarlo), obtendremos resultados que se corresponderán con los datos experimentales. El método se basa en la selección de todos los parámetros que intervienen en el cálculo por medio de un muestreo de distribuciones probabilísticas. Dado el gran número de posibilidades que deben considerarse solo es posible su realización por medio de una computadora, la cual permite simular la interacción aleatoria de todas las magnitudes que están en juego durante un tiempo suficientemente largo. Los programas de simulación utilizados se encuentran en [24] y fueron realizados por los autores en Turbo Pascal.

CONSIDERACIONES GENERALES

El impacto del rayo sobre el conductor de una línea se traduce en una onda de frente muy escarpado y cuya cola tiene una inclinación que depende de las condiciones en que se desarrolle el fenómeno.

Si se conociera la tensión de cresta permisible a una línea de determinadas características, podría saberse, por la estadística de corrientes de rayos, el porcentaje de casos para los cuales la línea estaría en condiciones de soportar los impactos de rayos, y por consiguiente, el porcentaje de casos en que se producirían contorneos en los aisladores, que serían causa de apertura del interruptor de servicio. Es importante la siguiente aclaración: decimos que el conocimiento de la corriente de cresta es suficiente a pesar de que sabemos que un contorneo no se produce tan solo por el valor de cresta, sino que suponiendo una onda de impulso, el parámetro a tener en cuenta es el área comprendida por debajo de dicha onda y por encima de la llamada tensión disruptiva crítica; lo que sucede es que al no poder afirmar nada respecto a la forma precisa de la onda producida por el rayo, suele suponerse una onda de impulso normalizada, y por ser todas ondas de igual forma, podemos considerar el área antes mencionada porporcional a la tensión de cresta.

DEFINICIONES

Nivel o índice isoceráunico

Número de días de tormenta eléctricas que ocurren en el lapso de un año [8].

Un día de tormenta eléctrica es definido como un día en el cual se escuchan truenos desde el lugar donde se encuentra el observador. Un inconveniente de usar este tipo de medida es la subjetividad. Tres observadores en un mismo lugar, probablemente determinarán todos un número diferente de días de tormenta eléctrica a lo largo de un año, ya que la capacidad auditiva y la atención de los tres es diferente. Esta subjetividad sin embargo puede ser superada tomando observaciones por varios años y cambiando al observador frecuentemente. De esta manera el promedio de días de tormenta eléctrica observados para un lugar determinado, se puede definir como el número promedio de días durante el año en los cuales el promedio de los observadores escuchó truenos.[22]

Tensión crítica de contorneo

La tensión crítica de contorneo $V_{50\%}$ es el valor al cual ocurre el contorneo en una aislación en el 50% de los impulsos aplicados, con propósitos de diseño se puede obtener a partir del nivel básico de aislación al rayo o por maniobra de interruptores según sea el caso de acuerdo con las recomendaciones de la Comisión Internacional de Electrotecnia en su norma IEC-71 (1976) la relación entre el nivel básico de aislación y la tensión crítica de contorneo ($V_{50\%}$) está dada por:

$BIL = V_{50\%}(1.0 - 1.3\sigma)$

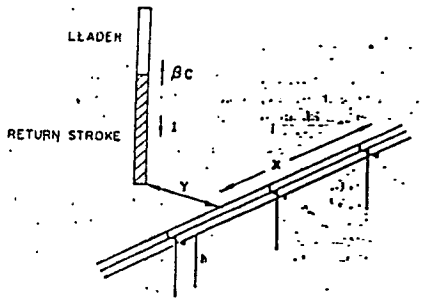
donde σ es la desviación estandar que para impulsos por rayos se debe tomar σ = 3%. Por lo tanto, se puede establecer que:

$BIL = V_{50\%}(1.0 - 1.3 \times 0.03) = 0.961\ V_{50\%}$

DESCRIPCION DEL FENOMENO DEL RAYO - SOBRETENSIONES ATMOSFERICAS

Varias teorías justifican la aparición en la parte inferior de las nubes de centros impor-

tantes de concentración de cargas imponiendo las características del campo eléctrico nube-tierra, y produciendo en consecuencia la correspondiente concentración de cargas de signo contrario en las superficie de la tierra. El gradiente medido en las proximidades de la tierra, en la mayoría de los casos es mucho menor que el gradiente medido en la proximidad de la nube. Por lo tanto la mayoría de los fenómenos de descarga comienzan en la nube donde el dieléctrico (aire) está más exigido.



Una descarga atmosférica a tierra se procesa en varias etapas, comenzando bajo la forma de pequeñas descargas originadas en una nube y en dirección de tierra que siguen un camino tortuoso, generalmente ramificado. La descarga se compone inicialmente de un camino ionizado al progresar el movimiento de la cabeza de guía seguido de descargas a través del mismo, que van constantemente alimentando la concentración de la o las cabezas de guía. Las descargas no son continuas, sino que se procesan en etapas de aproximadamente 50 metros y con un intervalo de reposo de aproximadamente 100 µs.

Se produce finalmente la ruptura del dieléctrico entre la o las descargas guía y una o varias descargas ascendentes ocurriendo primeramente una neutralización de las cargas aportadas por aquellas y enseguida la propagación rápida del fenómeno de neutralización a lo largo del camino ionizado establecido por la nube; lo anteriormente descrito es lo que constituye la descarga de retorno. Por lo tanto cuando las primeras descargas se aproximan a tierra normalmente otras pequeñas descargas que se originan en tierra suben al encuentro de la descarga que viene de la nube, formándose así la descarga principal, o sea un canal ionizado entre nube y tierra constituyéndose entonces una corriente de gran intensidad que llamamos corriente de retorno. Las corrientes desarrolladas en las primeras descargas son corrientes de baja intensidad (del orden de 100 A). Sin embargo la corriente de retorno es del orden de algunos kA alcanzando a veces los centenares de kA.

La corriente de retorno sigue el camino previamente ionizado y se procesa con una velocidad proporcional a la velocidad de la luz en el vacío. Según [14], la velocidad está dada por:

$$v = b\,c$$

$$b = \left(1 + \frac{4{,}5 \times 10^{6}}{I_o}\right)^{-1/2}$$

donde
v = velocidad de la corriente de retorno
c = velocidad de la luz en el vacío
I_o = valor de pico de la corriente de retorno

Para un corriente de retorno de valor de pico de 40 kA se tiene una velocidad de v=0,29 c.

MODELO ELECTROGEOMETRICO

La idea básica de todos los modelos electrogeométricos es que la guía de rayo permanece sin se afectada por la existencia de objetos de tierra, hasta que llega a la llamada "distancia de arqueo". Utilizaremos como se hace en [15] la expresión de distancia de arqueo como traducción de strike distance.. Todo ocurre entonces como si la punta del la guía o líder estuviera rodeada por una esfera ficticia de radio r_a centrada en la propia punta, y como si la esfera compañara rígidamente el curso de la trayectoria del líder que es a priori aleatoria. Al aproximarse al suelo el primer obejto que toque a la esfera constituirá el punto de impacto.

El conocimiento de la distancia de arqueo de una descarga es esencial para la determinación de la perfomance de una línea aérea de distribución, Sin embargo a nuestros efectos a esta distacnia la consideraremos solo dependiente de la corriente de retorno.

En [9] se examinan como influyen varios parámetros del rayo sobre diferentes líneas, en la determinación de la distancia de arqueo.

Para una mayor distancia de arqueo, será mayor la atracción de los rayos por las líneas aéreas, y en consecuencia, también será mayor la probabilidad de una salida de servicio.

Es muy bien sabido que las estructuras altas como por ejemplo, chimeneas y mástiles atraen más los rayos. Se suele decir que una estructura vertical atraerá rayos desde una distancia igual a dos veces su altura. Sin embargo, investigaciones ya de hace algunos años han podido precisar estos conceptos.

El aporte más significante al estudio de la distancia de arqueo que hizo Golde, es la hipótesis de que la distancia de arqueo r_a es una función de la corriente de retorno. Whitehead formalizó esta relación con una serie de expresiones analíticas, una de las más conocidas es:

$$r_a = 8\ I^{0.65}\ (m)$$

donde I = corriente de retorno en kA.

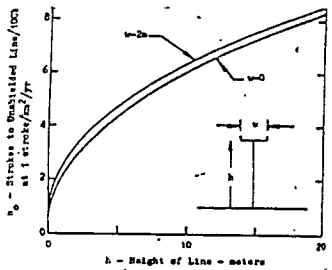
Sin embargo, los diferentes autores no consideran aún ninguna fórmula como definitiva; por ejemplo en la consideración de diferentes parámetros variables (altura nube, etc.) que en [16] realiza el autor, también tiene en cuenta las variaciones que se producen al considerar expresiones diferentes de r_a.

PROBABILIDAD DE DESCARGA SOBRE UNA LINEA

Existen varias fórmulas para expresar el número de descargas sobre una línea por 100 km y por año (N) a través de relaciones empíricas; todas ellas son función del nivel isoceráunico.

Tomando un nivel isoceráunico N_i=30 tenemos,

Basándonos en [4], podemos obtener en función de la geometría, el número de descargas (N) sobre una línea sin hilo de guardia, por cada 100 km de la misma y por año, correspondientes a una región de una descarga por año por km2.



De la gráfica anterior obtenemos que para una torre de 13 m. $N_s = 7,5$.
De acuerdo con [8], por cada día de tormenta ocurren 0,15 descargas por km2, en consecuencia, asumiendo el N_s indicado más arriba, tenemos:
$30 \times 0,15 = 4,5$ descargas/km²/año

y en consecuencia, haciendo:
$N = N_s \times 4,5 = \underline{33,75}$

que es el número de descargas/100 km/año.

Si bien existe una cierta linealidad como se estableció más arriba entre la densidad de rayos caídos por km² y el índice isoceráunico, todos los investigadores coinciden que seria deseable reemplazar la definición bastante somera de la severidad de las tormentas como lo es el índice isoceráunico por una nueva definición más precisa y más adaptada a las necesidades de los ingenieros , tal como lo es la densidad de descargas por km² y por año.

ESTUDIO DE LAS DESCARGAS

Se suelen distinguir tres tipos de sobretensiones según el modo en que son generadas por una descarga atmosférica:

1) sobretensiones atmósfericas producidas por descargas directas sobre los conductores de fase de una línea aérea.

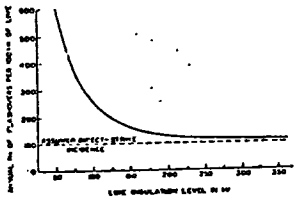
2) sobretensiones producidas por contorneo de la aislación, como consecuencia de descargas atmosféricas sobre los conductores de guardia o de las torres de una línea aérea.

3) Sobretensiones inducidas en los conductores de una línea aérea cuando se producen descargas atmósfericas a tierra en las proximidades de la misma.

Según se afirma en [7] las descargas directas constituyen un serio problema, particularmente en la líneas de distribución no equipadas con hilos de guardia. Sin embargo, hay evidencia para afirmar que los descargas indirectas, a pesar de que tienen menos energía que las descargas directas, significan un problema por la alta frecuencia con que ocurren en las líneas de distribución. De todas formas debido a su baja energía, las sobretensiones inducidas generalmente no causan grandes daños a las estructuras.

Normalmente en las líneas de distribución una descarga directa corresponde a una inyección directa de corriente en una o varias fases de una línea. Una inyección de corriente en una fase da origen a una onda viajera de corriente acompañada de una onda viajera de tensión. Esta onda de tensión, al alcanzar un aislador, provoca frecuentemente una descarga a tierra.

En [7], se nos presenta la siguiente gráfica de la que se desprende un drástico aumento del número de contorneos, cuando el nivel básico de aislación disminuye. Para reducir dicho número a un nivel aceptable, para líneas reales de distribución, se suele incrementar el nivel de la aislación de la línea hasta valores de 350 kV.



Disminuir el número de salidas de servicio debidas a descargas directas en líneas de 30 kV, es una tarea bastante difícil, ya que algunas veces dado el costo adicional de dotar a las líneas de distribución de hilos de guardia, dicha solución puede no resultar viable.

Sin embargo, reducir el número de salidas de servicio para descargas inducidas puede tener una solución viable. Como dijimos más arriba y como se desprende de la gráfica anterior, el número de salidas de servicio anuales para un tramo de línea se puede disminuir significativamente aumentado el BIL de la línea. Según se afirma en [14] para un nivel de aislación mínimo de 350 kV prácticamente solo tenemos salidas de servicio debidos a descargas directas.

Utilizaremos para los cálculos el método de las dos ondas viajeras que viajan en sentidos opuestos. Asimismo supondremos a los efectos de este trabajo que contorneos y salidas de servicio de la línea son la misma cosa; para poder afirmar esto, estamos suponiendo dos hipótesis:
a) no hay autoextinción del arco.
b) los microcortes debidos a reconexiones, son considerados salidas de servicio.

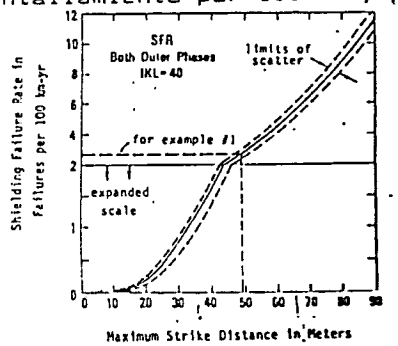
APLICACION DEL MODELO ELECTROGEOMETRICO AL CASO DE LINEA CON HILO DE GUARDIA.

En [6] se propone un modelo sumamente simple para la determinación de las salidas de servicio de líneas apantalladas. El método demostró tener una excelente correlación con la realidad en pruebas de campo de salidas de servicio llevadas a cabo en más de 120.000 km-años de línea. Afirma el autor que para diseños reales, el índice total de fallas en sistema apantallados se encontró que era una función tan solo de la máxima distancia de arqueo (r_{max}), la cual está determinada por la configuración y altura de la línea. Dicho índice de salidas de servicio depende de la configuración de la línea y del CFO (critical flashover voltage), y depende en gran medida de la distribución estadística de las alturas a lo largo de la línea. Se desarrolla pues una metodología para utilizar o aproximar tales distribuciones. Es evidente por otra parte la existencia de una distancia máxima de arqueo determinada de la siguiente manera: cuando la distancia de la mediana del segmento que une la fase con el hilo de guardia alcanza una distancia al suelo igual a la distancia a cualquiera de los extremos del segmento mencionando, hemos alcanzado dicha distancia de arqueo máxima. Esto es válido para todos los

casos reales de líneas aéreas de distribución.

Conviene precisar el término "fallas de apantallamiento": con él nos referiremos a todos aquellos casos en que las descargas, no son detenidas por los hilos de guardia, independientemente de que signifiquen o no una salida de servicio.

Calculando el $r_{s\ max}$ podemos a través de la siguiente gráfica determinar el índice de fallas de apantallamiento por 100 km y por año.



llamando h = altura hilo de guardia
y = altura fase
θ = ángulo de la recta que une hilo de guardia y fase con la vertical

podemos hallar $r_{s\ max}$ mediante las siguientes fórmulas:

$$r_{s\ max} = \frac{c^2 (y+h) + 2cx\sqrt{yh}}{2(h-y)^2}$$

$$x = c \cos \theta$$

$$c = \sqrt{x^2 + (y-h)^2}$$

Afortunadamente, se ha encontrado una fórmula mucho más simple para todo aquellos casos en que h-y es menor que $r_s/2$:

$$r_{s\ max} = \frac{h + y}{2(1-\text{sen}\theta)}$$

para nuestro caso particular :
h = 12,62 m y = 11,42 m θ = 50,77 °
obteniéndose así por la última fórmula r_s = 53,33 m

Para este $r_{s\ max}$, el número de fallas de apantallamiento es:
SFR = 3 (valor obtenido de la gráfica anterior)
(cabría una cierta corrección, ya que la gráfica está pensada para un índice isoceráunico de 40).

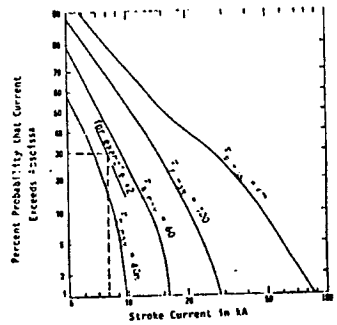
SALIDAS DE SERVICIO POR FALLAS DE APANTALLAMIENTO.

Si la máxima corriente que circula por la línea I_{max} es mayor que la corriente requerida para el contorneo, a la que llamaremos IFO, tiene lugar la salida de servicio

$$IFO = \frac{2.CFO}{Z}$$

donde Z es la impedancia característica.

A través de la siguiente gráfica paramétrica en r_s para diferentes valores de corriente podemos hallar la probabilidad de que la corriente de descarga supere una abscisa, que está determinada por el valor de IFO de la fórmula anterior.



En nuestro caso los cálculos son los siguientes:

$$IFO = \frac{2.CFO}{Z_o} = \frac{690}{351} = 1,97 \text{ kA}$$

Para nuestro r_s = 53,33 m por la gráfica anterior tenemos que es del orden del 100 % las fallas de apantallamiento que superan los 1,97 kA. Por lo tanto, puede afirmarse que todas las fallas de apantallamiento constituyen una salida de servicio.

DESCARGAS DIRECTAS SOBRE EL CONDUCTOR

Se puede decir que el problema consiste en poder obtener lo siguiente:

NSS/año/100 km = NSS/descargas x descargas/año/100 km

NSS = número salidas de servicio

El número de salida de servicio por descargas lo determinaremos por medio de métodos probabilísticos, mientras que el número de descargas por año y por 100 km lo hallaremos mediante fórmulas establecidas.

El análisis que sigue es análogo para cualquiera de las 2 líneas que se deben estudiar (línea sin hilo de guardia y línea con hilo de guardia).

Supongamos que incide un rayo sobre un conductor de fase. Vamos a suponer para simplificar, que la onda incidente es del tipo

$$I_i = I_o^x (1-t/\tau)$$

que corresponde a una onda triangular de frente escarpado. Datos experimentales extraídos de [12] muestran que el 95% de los rayos tienen valores de τ mayores o iguales 60 μs. A la vez de simplificar los cálculos, dicho tipo de onda representa una condición más exigente para una línea que la onda 1.2/50 común, justamente debido a su frente escarpado. Al incidir sobre la línea, dicha onda se separa en dos ondas viajeras, una que viaja hacia la derecha y otra que viaja hacia la izquierda, ambas con corriente de cresta $I_o/2$.

Consideraremos la onda que viaja hacia la derecha (no es necesario estudiar las 2 ondas pues el caso de la onda que viaja hacia la izquierda tiene idéntica solución y conclusiones que el de la onda que viaja hacia la dere-

cha). A su vez consideraremos que la distancia d' entre el punto de impacto y el primer poste hacia la derecha es menor que d/2 siendo d la distancia entre postes .De esta manera al considerar la onda que viaja hacia la derecha nos aseguramos que de haber contorneo el primero se producirá en el poste de la derecha.

$I = I_o/2\ (1- \frac{t-b}{\tau})$

$b = \frac{X}{v_p}$ $\qquad v_p = 1/\sqrt{LC}$ velocidad de propagación

entonces,

$I = I_o/2\ (1 - t/\tau + x/\tau v_p)$

Esta expresión es para una línea sin pérdidas. Pero en la realidad, existe perdidas y por lo tanto hay que considerarlas para que el caso sea lo mas real posible.

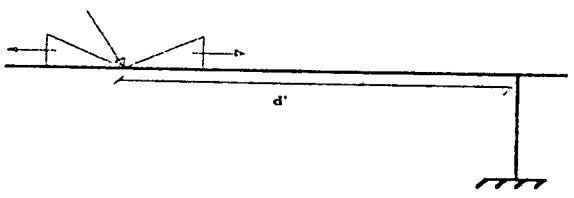
Considerando dichas pérdidas, la expresión de la onda de corriente será:

$I = I_o/2\ e^{-RX/2Z_o}(1- t/\tau+ X/\tau vp) = I(X,t)$

y como $V = Z_o \cdot I$, la expresión para la onda de tensión será:

$V = Z_o\ I_o/2\ e^{-RX/2Z_o}(1- t/\tau+ X/\tau vp) = V(X,t)$

Estudiemos el caso de una onda que llega a un poste.

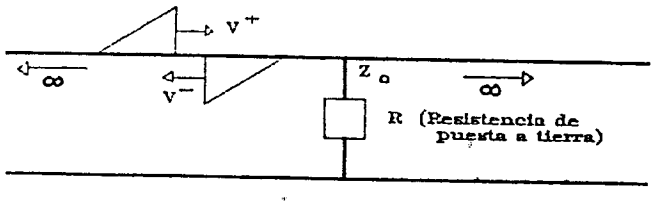


Supongamos que dicha onda, a una distancia d' del punto de incidencia, encuentra un poste. Los valores de tensión y corriente que tendremos en el mismo serán V(d',t) e I(d',t) respectivamente.

a) Si V(d',t) < Vc, donde Vc es la tensión de contorneo de la cadena de aisladores, entonces no hay contorneo y la línea sigue en servicio normal.

b) Si V(d',t) > Vc, entonces habrá contorneo y la mayor parte de la corriente fluirá hacia tierra a través del poste, circulando solo una pequeña parte de dicha corriente hacia la derecha del poste debido a su baja resistencia comparada con la del tramo derecho de línea que suponemos de longitud infinita.

Veamos cuanto vale la onda reflejada en la línea.
Para ello consideraremos el siguiente circuito equivalente:



Según [10] la tensión reflejada, hablando en valores de cresta será $V_r = -Z/(Z+2R)\ V(d',t)$ y por lo tanto la onda de tensión resultante que viaja hacia la izquierda tendrá una tensión de cresta igual a $2R/(Z+2R)\ V(d',t)$.

Podemos ver que para valores elevados de R no habrá influencia sobre la onda incidente, mientras que si R es pequeña dicha tensión se ve atenuada.

Podría suceder que la tensión V(d',t) fuera tan grande que la porción de dicha onda que sigue camino hacia el segundo poste llegue a éste con tensión suficiente como para producir otro contorneo. Esto efectivamente podrá ocurrir si el tiempo en que actúan las protecciones cuando ocurre el contorneo en el primer poste es menor que el que demora la onda en propagarse entre poste y poste.

DESCARGAS INDIRECTAS

CALCULO

En el tema de tensiones inducidas por rayos sobre líneas aéreas por descargas indirectas de rayos, resultan de mucho valor los trabajos realizados por P. Chowdhuri, ya que todos los trabajos que se publican en fechas recientes sobre el tema, o pertenecen al mismo o hacen referencia a los trabajos de él.

Algunas de las hipótesis que hizo Chowdhuri, y que se hacen en general en los estudios de tensiones inducidas en líneas aéreas debidas a rayos son:
a) Todos los fenómenos con excepción de la corriente de retorno son despreciados; esta simplificación se basa en el hecho de que la corriente de retorno es el único fenómeno que produce una tensión inducida significativa en líneas de distribución;
b) A pesar de que el canal de descarga posee tortuosidades y ramificaciones, lo consideraremos como único, rectilíneo y perpendicular con relación al suelo;
c) la velocidad de la corriente de retorno al propagarse en el canal es considerada constante y además se se propaga en dicho canal, sin amortiguamiento, distorsión o atraso, como si fuera una línea de trasmisión ideal.

El fenómeno de inducción, se evalúa cuantitativamente a través del campo eléctrico E dado por la siguiente fórmula:

$$\vec{E} = -\nabla\Phi - \partial A/\partial t$$

donde:

$$\vec{B} = \nabla \wedge \vec{A}$$

Como sabemos la fuente del primer término de la primera ecuación son las cargas (inducción eléctrica) mientras que la del segundo es la densidad de corriente J (inducción magnética). Precisamente la suposición de una descarga incidente vertical, tiene el propósito de despreciar la inducción magnética, ya que en este caso, las líneas de campo magnético no concatenan la línea, y la tensión inducida es del tipo de circuito abierto, con separación de cargas en forma transversal a la línea y no en forma longitudinal, que es el caso que nos

interesa, ya que es el que produce circulación de corriente.

En definitiva, existen tres puntos de controversia sobre el tema de descargas inducidas en líneas aéreas:

1) Si la presencia de otros conductores afecta o no la tensión inducida en uno en particular.

Chowdhuri, quien era hasta hace poco uno de los defensores del sistema multiconductor para el estudio de inducciones, ha reconocido en la [2] (correspondiente al año 1990) que los voltajes inducidos en todos los conductores de un sistema multiconductor de configuración horizontal son aproximadamente iguales en cada uno de ellos e iguales también que en un sistema de un solo conductor de la misma altura, para aquellos casos en que la distancia desde el punto de impacto del rayo a la línea es grande comparada con la altura de la misma.

2) Eriksson y Stringfellow, en [3] establecen que su trabajo experimental muestra que las ondas de voltaje inducido bipolares (ondas que cambian de signo) virtualmente nunca aparecen. Está se determinó mediante el estudio de oscilogramas de los rayos.

3) Se debate también acerca de cual es la posición a lo largo de la línea en donde se induce el máximo voltaje; Rusck predijo que la máxima tensión se da en el punto de la línea más cercano a la localización de la descarga.

EXPRESION DE CHOWDHURI PARA EL CALCULO DE LA TENSIÓN INDUCIDA SIN HILO DE GUARDIA

$$V = \frac{-60 I_0 h}{b}\left[\frac{1-B^2}{\sqrt{(B^2 z^2 (t-t_0)^2 + (1-B^2) r^2)}} - \frac{1}{\sqrt{(h_0^2 + r^2)}}\right] u(t-t_0)$$

Donde

I_0 = amplitud de la función escalón corriente de retorno de descarga.

b = relación de la velocidad de la descarga de retorno a la velocidad de la luz en el vacío

h = altura del conductor

$r^2 = x^2 + y_0^2$

x = distancia medida desde el punto de la línea que está más cerca del punto de descarga

y_0 = distancia perpendicular desde la línea al punto de descarga

t_0 = tiempo que los campos electromagnéticos del canal de descarga vaya hasta el punto x de la línea = r/c

$u(t-t_0)$ =función escalón unitario desplazado t_0

h_0 = altura de la nube

Se puede afirmar, basándonos en la fórmula anterior que tenemos un método para determinar la tensión inducida en cualquier punto de la línea debida a un rayo que cae en las proximidades de la línea; en consecuencia no es necesario hacer un estudio de ondas móviles para este caso, evitándose de esta manera hacer una hipótesis sobre este punto, dado que algunos autores afirman la existencia de tales ondas móviles, mientras que otros niegan que ocurra tal fenómeno, afirmando que lo que se produce es una inducción a lo largo de un trozo de línea y no en un punto en particular.

DESCARGAS ATMOSFERICAS SOBRE HILOS DE GUARDIA.

Al caer un rayo sobre el hilo de guardia (o torre) se generan dos ondas viajeras, que avanzan en sentidos opuesto como ya mencionamos. Dichas ondas al llegar a la primera torre, como el hilo de guardia está íntimamente unido a la cruceta (y la cruceta íntimamente unida a tierra por medio de un conductor de bajada), se generará un nivel de tensión alto en la torre y por lo tanto una gran diferencia de potencial entre la cruceta y los conductores de fase (tensión a la que está sometida la cadena de aisladores). Si dicha diferencia de potencial durante un tiempo mínimo dado es superior al valor de contorneo de la cadena de aisladores, entonces habrá contorneo. Luego de cebado el arco, este se mantendrá con una tensión mucho menor que la que lo generó, entonces habrá salidas de servicio si el nivel de tensión entre la cruceta y el conductor no logra eliminar el arco en un tiempo menor que el de actuación de las protecciones de la línea. La tensión sobre la cadena de aisladores disminuye de dos maneras:

a) por un lado disminuye la tensión sobre el poste porque la onda que viaja hacia tierra por el poste tiene una cola cuyo valor disminuye con el tiempo.

b) por otro lado cuando dicha onda llega a tierra hay una reflexión y si suponemos que el coeficiente de reflexión es -1 (muy buen aterramiento), entonces viajará ahora por el poste hacia arriba otra onda de tensión opuesta a la que bajaba y que irá anulando la tensión en todos los puntos del poste. Cuando hablamos de poste no referimos al conjunto formado por la cruceta y el conductor de bajada, dado que el poste es de concreto.

La impedancia característica del hilo de guardia está dada por la siguiente expresión que surge de [20]:

$$Z = 60 \ln (4h/D)$$

donde h es la altura del hilo de guardia respecto a tierra y D es el diámetro efectivo de dicho conductor.

Sea R la resistencia de puesta a tierra (resistencia del conductor de bajada + resistencia de la puesta a tierra propiamente dicha). Según [10] la tensión reflejada está dada por la expresión:

$$V^- = \frac{(R-Z)}{(R+Z)} V$$

El hilo de guardia es un conductor de acero de 35 mm² de sección por lo tanto el diámetro efectivo será D= 6.676 mm.
La altura del conductor de guardia respecto a tierra es de aproximadamente 13 m.

Con estos dos datos puedo calcular la impedancia característica del hilo de guardia:
$Z = 60 \ln (4*13/ 6{,}676\times10^{-3}) = 538\ \Omega$.

Si consideramos una resistencia de puesta a tierra de 10 ohms que sería el mejor caso que podría darse y una onda viajera de tensión de cresta de 10000 kV entonces la tensión reflejada será:

$$V = -9634 \text{ kV}$$

La tensión resultante es 365 kV.

De lo cual concluímos para una puesta a tierra óptima, si bien la tensión reflejada nos anula gran parte de la tensión incidente, nos deja

una tensión resultante que es suficiente para producir un contorneo inverso; en consecuencia, el hilo de guardia no aporta ningún tipo de protección.

Se desprende de las ecuaciones anteriores que si la resistencia de puesta a tierra fuera mayor la tensión reflejada disminuiría y por lo tanto la tensión resultante aumentaría. Se comprende entonces la importancia que tiene lograr un buen aterramiento.

Todavía falta considerar algo importante: de acuerdo a las leyes de inducción las ondas viajeras por el hilo de guardia inducirán sobre los conductores de fase ondas proporcionales cuyo valor dependerá de los parámetros de la línea:

1) impedancia propia del hilo de guardia
2) disposición de las fases en la línea
3) valor total de la impedancia tierra desde la parte superior de la torre.

Dicho factor de proporcionalidad corresponde a lo que en [21] se denomina shield factor. De acuerdo a la citada referencia dicho coeficiente alcanza un valor de aproximadamente 0.5 para ondas impulsivas de tensión.

Otra forma de calcular lo anterior es utilizar la impedancia mutua de onda, la cual la podemos obtener mediante la fórmula:
$Zm = 60 \ln(a_{mn}/b_{mn})$, [20]

donde
a_{mn} es la distancia entre el conductor m y la imagen del conductor n respecto a la superficie de tierra y b_{mn} es la distancia directa entre el conductor m y el n.

Según [20] y [21], el coeficiente de proporcionalidad mencionado antes es igual al cociente entre la impedancia mutua y la impedancia de onda del hilo de guardia.

Para la geometría de nuestro poste:
$Zm = 154,32\ \Omega$,
por lo tanto el coeficiente es aproximadamente 0,3.

Como puede observarse, para cualquiera de los dos valores obtenidos del coeficiente, la tensión sobre la cadena de aisladores va a ser suficientemente grande como para producir una salida de servicio.

DATOS NUMERICOS DE LA LINEA

Consideramos una línea de 95 mm² de aleación de aluminio de la que precisamos r, xl, x_c. La r la hallaremos a partir de tablas existentes.

Las otras dos magnitudes a través de la fórmulas siguientes:

$$x_l = 0,00289\ f \log_{10} DMG/r$$

donde DMG es diámetro medio geométrico.

$$x_c = \frac{6,596}{f} \log_{10} DMG/r \ (M\Omega/km)$$

finalmente nos interesa también la impedancia característica:

$$Z_o = \sqrt{L/C}.$$

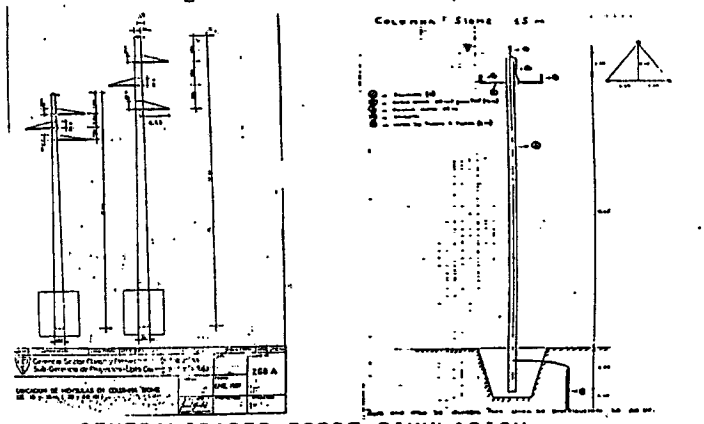
Para nuestros datos obtenemos los siguientes valores:

$r = 0,360\ \Omega/km$ $\quad x_l = 0,376\ \Omega/km$
$x_c = 0,3276\ M\Omega/km$ $\quad Z_o = 351\ \Omega$

En lo que se refiere a la determinación del BIL, se realizó el estudio en base a una línea con tres aisladores de plato de 7,5 pulgadas; el sistema usado para la determinación de el número de aisladores es el siguiente: 1 aislador por cada 15 kV más uno.

Consideraremos para nuestro caso el aislador de 7 y ½ pulgadas que según la nomenclatura de NGK corresponde al modelo CA-565A; el manual de la NGK indica una tensión de contorneo de 305 kV para una cadena de 3 aisladores de los propuestos más arriba.

Supondremos una separación entre postes de 100 m. Las configuraciones de los postes son:



GENERALIDADES SOBRE SIMULACION

Para el caso de descargas directas sobre los conductores de fase asumiremos una distribución uniforme del lugar de caída de rayos y una distribución uniforme de duración de la descarga τ. Según [14], la distribución que siguen los valores de corriente de rayo es una distribución logarítmico-normal.

Para la determinación de esta última distribución es necesario que calculemos cual es su valor medio y su desviación estándar. Para el cálculo de dichos valores usamos datos experimentales que también surgen de [13] y que son los siguientes:

- 50% de los valores mayores de 28 kA
- 10% de los valores mayores de 70 kA
- 4% de los valores mayores de 100 kA
- 0.7% de los valores mayores de 200 kA

Para la generación de números aleatorios usaremos las funciones respectivas del lenguaje Turbo Pascal; con ello obtendremos la distribución uniforme; para el caso de la distribución normal, generaremos en primer lugar dos números aleatorios en el intervalo (0,1); luego, usando esos dos números (u_1 y u_2) se calcula un valor x a partir de:

$$x = \sqrt{-2 \ln u_1}\ \cos(2\pi u_2)$$

La distribución normal con valor medio cero y desviación estándar unitaria se ajusta a una de valor medio x' y desviación estándar σ', mediante la siguiente fórmula:

$x'' = \sigma' x + x'$

A partir de los valores experimentales citados antes, podemos obtener los valores de la variable aleatoria normalizada a través de una tabla o calculadora.

De esta manera se establece la siguiente correspondencia:

I de rayo (kA)	ln(I) esa corriente	Prob. de superar	Var.Aleat. normalizada
28	3,332	50%	0
70	4,248	10%	1,285
100	4,605	4%	1,752
200	5,298	0,5%	2,458

La validez de estos datos para nuestro estudio se justifica además por dos razones:

a) coinciden con los datos de [10] y [14];

b) como se afirma en [10] y [14] corresponden a mediciones efectuadas por investigadores internacionales, coincidiendo por ejemplo los valores obtenidos en [13] que corresponden a un promedio realizado sobre países europeos, con los valores de [13], que corresponden a valores obtenidos en Brasil.

De esta forma obtenemos:

$\ln(I_m) = 3,27 \qquad I_m = 26,20$ kA Im es I_{medio}

$\sigma_{ln(I)} = 0,76$

En [17] se indica que precisamente el error que cometió Golde en sus estudios realizados en 1945, fue considerar un I_m significativamente menor a los valores hallados en la actualidad; Golde tomó: $I_m = 13$ kA y $\sigma_n = 0,9$. Anderson y Erikson proponen en estudios más recientes un $I_m = 30$ kA y una $\sigma_{ln} = 0,7368$, lo cual se aproxima mucho a lo determinado en este trabajo.

SIMULACION DE DESCARGAS DIRECTAS

Dada la siguiente fórmula, deducida más arriba en este mismo trabajo:

$$I = I_0/2\ e^{RX/2\alpha}(1 - t/\tau + X/\tau v_p) = I(X,t)$$

solo usaremos a los efectos del programa de simulación la primera parte:

$$I = I_0/2\ e^{RX/2\alpha}$$

dado que el resto expresa el comportamiento de la cola de la onda, que para nuestro caso particular no interesa, ya que por la forma de onda adoptada, con solo conocer el valor del frente de onda puede determinarse si tiene o no lugar el contorneo.
El programa puede generar el número de descargas directas que se desee; va dando resultados parciales y finalmente obtenemos el número de descargas simuladas y el número de salidas de servicio que estas descargas producen.

Si simulamos 10 descargas las 10 provocan salidas de servicio; si simulamos 1000, obtenemos 999 salidas; para 10000 descargas simuladas el número de salidas es 9994. Podemos concluir que la relación NSS/descargas es prácticamente 1 para el BIL elegido (intervienen entre otros parámetros la resistencia distribuída y la impedancia característica).

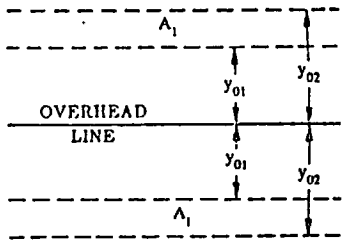
En consecuencia por cada 100 km de línea y durante un año tendremos un número aproximado de 33 salidas de servicio, número que corresponde también con la cantidad de descargas que caen sobre la línea en esas condiciones.

SIMULACION DE DESCARGAS ATMOSFERICAS INDUCIDAS.

Para este caso, ya no podemos usar el índice que nos da el número de descargas/100 km/año, ya que en este caso tenemos una superficie para la cual, los rayos que caigan en su interior, producirán salidas de servicio de la línea.

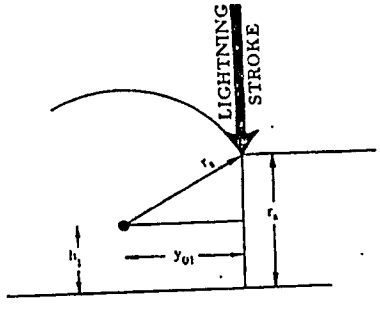
Conocemos el número de descargas/100 km/año. Tenemos que determinar para una faja a ambos lados de 100 km de conductor cuantas descargas de producen en la misma.

Los lados de esta faja están determinados de la siguiente manera [16]:



medida desde el conductor tenemos una distancia y_{o1}; si los rayos cayeran a una distancia menor que esta distancia, constituirían una descarga directa. Esta distancia crítica perpendicular a la línea, se halla a partir de la distancia de arqueo y esta dada por la fórmula:

$$y_{o1}^2 = r_a^2 - (r_a - h_1)^2$$



El otro lado de la faja que se encuentra a una distancia y_{o2} se determinará por la fórmula de Chowdhuri, ya que la misma constituye, la máxima distancia a la cual la tensión inducida supera a la de contorneo. Vale decir que para una corriente dada de rayo, que obtenemos por simulación tenemos una cota máxima y otra mínina que me determinan el área en donde existe un 50 % de probabilidad de que si la descarga cae dentro habrá tensiones inducidas en la línea (AR_{sos}).

Dado que y_{o1} e y_{o2} están medidas en metros, el

área encerrada en esa faja de 100 km de longitud está dada por :

$AR_{80\%} = [(y_{s2} - y_{s1}) \cdot 0{,}001] \cdot 2 \cdot 100 = 0{,}2\ (y_{s2} - y_{s1})$

Es interesante observar que con la transformación que hicimos, poniendo y_{s1} e y_{s2} en metros obtenemos $AR_{80\%}$ en km^2.

Luego para hallar en número de descargas/100km/año, parecería correcto hacer lo siguiente:

descargas/km^2/año . $AR_{80\%}$ = número de descargas/año que corresponden a 100 km de línea.

Sin embargo lo anterior padece de un importante error: cuando la descarga cae en el terreno, recordemos que en realidad lo que sucede es que se genera la descarga de retorno es la que verdaderamente va a producir el efecto sobre la línea (ya vimos la diferencia de órdenes de valor que existe entre los dos tipos de descargas); esta descarga de retorno tiene un tiempo de crecimiento o tiempo de cresta que se debe considerar ya que recordemos que en la fórmula de Chowdhuri, el tiempo lo comenzamos a medir a partir del momento que se genera la descarga de retorno y no desde el momento en que llega a su valor de cresta.

En forma similar a la que ya vimos para los valores de cresta de la corriente de retorno, se halló una distribución logarítmica para determinar el valor medio de t_f (tiempo de cresta) que llamaremos t_{fm}.

Los valores indicados en [16] son:

$t_{fm} = 3{,}83\ \mu s$
$\sigma_{ln(tf)} = 0.553$

Asumiremos los mismos I_m y $\sigma_{ln(I)}$.

Chowdhuri [16] considera la función densidad de probabilidad conjunta de que se den un I un tf dado, siempre suponiendo distribuciones logarítmicas-normales para cada una de ellas consideradas por separado. La expresión de dicha función es la siguiente:

$$p(I,t_f) = \frac{1}{(2\pi)(I_p \cdot t_f)(\sigma_{ln(I)} \cdot \sigma_{ln(tf)})\sqrt{(1-rho^2)}}$$

$$\exp\left[\frac{-0.5}{(1-rho)^2}\left(\left(\frac{ln(I)-ln(I_m)}{\sigma_{ln(I)}}\right)^2\right.\right.$$

$$-2.rho\left(\frac{ln(I)-ln(I_m)}{\sigma_{ln(I)}}\right)\left(\frac{ln(t_f)-ln(tf_m)}{\sigma_{ln(tf)}}\right)$$

$$\left.\left.+\left(\frac{ln(t_f)-ln(tf_m)}{\sigma_{ln(tf)}}\right)^2\right)\right]$$

donde rho es el coeficiente de correlación entre I y t_f.

Debido a los logaritmos neperianos que aparecen en la fórmula es necesario trabajar en segundos y amperios.

Para nuestro programa supusimos rho=0, vale decir I y t_f independientes; esto lo hacemos para ponernos en el caso más desfavorable, vale decir cuando la probabilidad es mayor (según la ecuación dada mas arriba).

El procedimiento de calculo propuesto por Chowdhuri, debe hacerse mediante computadora y consiste en lo siguiente:
Se variará la corriente de la descarga de retorno entre 1 kA y 200 kA a pasos de 0,5 kA. A su vez el tiempo de cresta t_f se variará desde 0,5 µs hasta 10,5 µs de a pasos de 0,5 µs, según el siguiente procedimiento: dejamos fija la corriente en 1 kA, y variamos t_f como se indicó; una vez que se llega a los 10,5 µs, se incrementa la corriente de retorno hasta que se llega a 200 kA.

La fórmula que me dará el número de descargas por año y por 100 km de línea será pues:

$N = p(I,t_f) \cdot \delta I \cdot \delta t \cdot n_g \cdot AR_{80\%}$

donde δI es el paso o incremento de corriente en cada iteración y δt_f es el paso o incremento de tiempo de cresta en cada iteración.

Usaremos dos programas uno para hallar $p(I,t_f)$ y otro para hallar $AR_{80\%}$.

El valor hallado de $p(I,t_f)$ es 26,05.

El programa que calcula $AR_{80\%}$ posee las siguientes característica:

* no consideraremos en la fórmula de Chowdhuri el término en t; esto se justifica por dos razones:
a) el tiempo de cresta es muy cercano al t_0 sea al tiempo que demora en llegar el campo electromagnético al punto en consideración.
b) el error que cometemos al despreciar este término, hace crecer χ_2, por lo que en realidad estamos estudiando un peor caso y el valor obtenido de n_g, va a ser menor aún; tengamos en cuenta de todas formas que n_g, va a ser en todo caso pequeño.

* I es generada aleatoriamente siguiendo una distribución logarítmica normal; b es función de I.

* de la fórmula simplificada de Chowdhuri (resultante de la simplificación indicada), no es nada sencillo despejar, por lo que el programa deberá encargarse, para cada par de valores de I y b generados aleatoriamente, de resolver la ecuación mencionada. Para ello se utilizó el método de Newton.

* El programa consulta al usuario acerca cuantos valores de I_m quiere generar; para cada valor de I_m calcula un área ($AR_{80\%}$), y una vez que generó todas las I_m solicitadas, automáticamente nos da el promedio de dichas áreas.

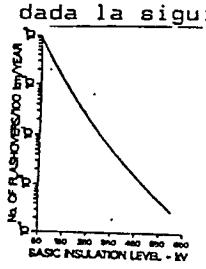
El valor de $AR_{80\%}$ obtenido promedialmente fue: 36 m^2

Por lo que operando tenemos:

$N = 26{,}05 \cdot 500 \cdot 0{,}5\ 10^{-6} \cdot 4 \cdot 36 \approx 1$

Una forma de verificar la validez de los resultados obtenidos es aplicar lo siguiente:

Según [16] dada la siguiente figura:



se puede usar para estimar el índice de contorneos para líneas de diferentes alturas y diferentes densidad de descargas sobre el terreno, suponiendo que las otras condiciones no varían (téngase en cuenta que se asumió una altura de nube de 3 km) teniendo en cuenta que el nivel de voltaje inducido es directamente proporcional a la altura de la línea h, y la probabilidad de contorneo es directamente proporcional a la densidad de descargas sobre el terreno n_g .

Por ejemplo, para una línea de altura h_1 y una densidad de descargas en el terreno de n_{g1}/km²/año, los contorneos/100 km/año N_1 para un BIL dado será:
$N_1 = N(h_1/10)(n_g/10)$

en donde N es el índice de contorneos para un BIL dado cuando h=10 y n_g = 10/100 km/año. que son los valores para los cuales fue hecha la anterior gráfica. Para nuestro caso:

N_1 =5 (12,5/10)(4/10)=2,5 contorneos/100 km/año.

Los valores obtenidos por los métodos de cálculo, se pueden considerar del mismo orden; en todo caso son significativamente bajos, lo cual es coherente con lo afirmado desde un comienzo que para el BIL considerado las descargas indirectas tiene poca influencia.

CONCLUSIONES Y COMENTARIOS FINALES

I) NUMERO DE SALIDAS DE SERVICIO POR 100 KM Y POR AÑO, DEBIDAS A DESCARGAS DIRECTAS = 33.

II) NUMERO DE SALIDAS DE SERVICIO POR 100 KM Y POR AÑO, DEBIDAS A DESCARGAS INDIRECTAS ENTRE 1 Y 3.

III) NUMERO DE FALLAS DE APANTALLAMIENTO = 3.

IV) NUMERO DE SALIDAS DE SERVICIO PRODUCIDAS POR FALLAS DE APANTALLAMIENTO = 3 (ESTAN COMPRENDIDAS DENTRO DE I)).

*.- Los valores obtenidos con la simulación propuesta, aparecen claramente dentro de los rangos obtenidos mediante otro tipo de simulaciones en diferentes estudios.

*.- No obstante lo anterior, y dado que no conocemos ningún estudio similar que exista en el país, la precisión del presente estudio, será verificada o no a través datos de campo que se vayan obteniendo; actualmente no existe registros que se puedan aplicar a este estudio.

*.- Otro factor que influye en la precisión del estudio, es la gran variedad de hipótesis que existe a nivel teórico, para el estudio de los efectos de las descargas; ello lo hemos procurado indicar exponiendo en varias ocasiones, las diferentes fórmulas existentes para expresar una magnitud del fenómeno.

*.- El estudio hecho referente a las fallas de apantallamiento, tiene una validez relativa, dado que como se demuestra en el presente trabajo, para una red aérea de distribución de 30 kV, el hilo de guardia no brinda protección alguna. Esta afirmación se puede hacer por dos motivos:
a) aún para los valores de resistencia de puesta a tierra más bajos que existen en la red actual de UTE, el valor de tensión reflejada en tierra no es suficiente como para reducir por debajo de la tensión de contorneo a la existente sobre la cadena de aisladores. A partir de resistencias de puesta tierra menores a 8 Ω, comenzaría a evitarse el contorneo inverso por el efecto de la reflexión en la tierra.
b) la tensión inducida en el conductor de fase, debido a la onda de tensión que circula por el hilo de guardia, es suficientemente grande como para que la tensión sobre la cadena de aisladores se mantenga en valores muy elevados.

*.- Se puede si afirmar, ya que se deduce de los valores obtenidos, que existen dos medidas que constituyen una excelente mejora en la protección contra descargas atmosféricas:
a) lograr puestas tierra de baja resistencia.
b) elevar el BIL, permite disminuir la influencia de las descargas inducidas.

*.- Tal como se afirma en [10], uno de los grandes problemas que se presenta en la elaboración de este tipo de trabajo es la gran deficiencia de estudios y normas que orienten a la protección de sistemas de distribución contra sobretensiones, a pesar de ser este un fenómeno causante de uno de los mayores problemas en líneas aéreas.

*.- El conocimiento de las líneas isoceráunicas de nuestro país permitiría también contar con un poderoso elemento para darle mayor precisión a este tipo de estudio.

REFERENCIAS

1) EXTENSION OF THE CHOWDHURI-GROSS MODEL FOR LIGHTING INDUCED VOLTAGE ON OVERHEAD LINES. a.c. Liew. IEEE Trans. Power Delivery April 1986.

2) LIGHTING-INDUCED VOLTAGES ON MULTICONDUCTOR OVERHEAD LINES. P Chowdhuri. IEEE Trans. Power Delivery April 1990.

3) LIGHTNING INDUCED OVERVOLTAGES ON OVERHEAD DISTRIBUTION LINES.Eiksson, Stringfellow, Meal. IEEE Transactions, April 1982.

4) FRECUENCY OF DISTRIBUTION ARRESTER DISCHARGE CURRENTS DUE TO INDIRECT STROKES. IEEE.Brown - Thunander. Transactions on Power Apparatus and System. September/October 1976.

5) COMPORTAMIENTO DE LAS LINEAS DE TRANSMISION FRENTEA DESCARGAS ATMOSFERICAS. R. Frediani. Inst. de Invest. Tecnológicas para Redes y Equipos Eléctricos de la Univ. de la Plata.

6) LIGHTNING PERFOMANCE - I. SHIELDING FAILURES SIMPLIFIED. Gordon W. Brown. IEEE. Transactions on Power Apparatus and System. January/February 1978.

7) LIGHTNING - INDUCED OVERVOLTAGES ON OVERHEAD DISTRIBUTION LINES. A.J. Eriksson, M.F. Stringfellow. IEEE Trans on Power Apparatus and System. April 1982.

8) SOBRETENSIONES - COORDINACION DE LA AISLACION. (Cier). Franco Vázquez Praderi.

9) SIGNIFICANT PARAMETERS IN ESTIMATING THE STRIKING DISTANCE OF LIGHTING STROKES TO OVERHEAD LINES. P.Chowdhuri. IEEE. Transactions on Power Delivery. July 1989.

10) ANALISE DOS SISTEMAS DE DISTRIBUCAO QUANTO AS SOBRETENSOES. CIER. José Adolfo Cipoli.

11) INVESTIGATION AND EVALUATION OF LIGHTNING PROTECTIVE METHODS FOR DISTRIBUTION CIRCUITS. Task Force Report.IEEE. Transactions and Power Apparatus & Systems. August 1969. Part I & II.

12) LES COURANTS TRAVERSANT LES PARAFOUDRES LORS DE COUPS DE FOUDRE, PLUS PARTICULIERMENT DANS LES RESEAUX DE DISTRIBUTION. A.Schei y J.Huse. ELECTRA Nº58.

13)DISTRIBUTION DE FRECUENCES DES AMPLITUDES DES COURANTS DE FOUDRE.Popolansky.Electra 22.

14) ESTUDO DE DESEMPENHO DAS ESTRUTURAS DE REDES DE DISTRIBUCAO FACE A DESCARGAS ATMOSFERICAS. Relatorio I.CEMIG. Junho 1983.

15) ESTUDIO DE SOBRETENSIONES TRANSITORIAS EN SISTEMAS ELECTRICOS Y COORDINACION DE LA AISLACION. Ing. Gilberto Enriquez Harper.

16) ESTIMATION OF FLASHOVER RATES OF OVERHEAD POWER DISTRIBUTION LINES BY LIGHTNING STROKES TO NEARBY GROUND. P. Chowdhuri. IEEE. Trans on Power Delivery. July 1989.

17) THE IMPLICATIONS OF THE ELECTROMAGNETIC MODEL REGARDING EFFECT OF HEIGHT OF STRUCTURE ON THE MEDIAN OF COLLECTED LIGHTNING. A. Mousea, K.D. Srivastava. IEEE. Trans. on Power Delivery. April 1989.

18) OPTIMIZACION DEL DISEÑO DE PROTECCION CONTRA SOBRETENSIONES PRODUCIDAS POR DESCARGAS ATMOSFERICAS EN EL SISTEMA NACIONAL DE TRANSMISION DESDE EL PUNTO DE VISTA DE LA PUESTA A TIERRA DEL HILO DE GUARDA. César Rodríguez Rodríguez. Dirección Ingeniería de Energía. Instituto Costarricense de Electricidad.

19) RECOMENDACIONES PARA LA PROTECCION CONTRA LAS SOBRETENSIONES EN REDES DE DISTRIBUCION. SEGBA. Gerencia de D. y V.

20) LIGHTNING PERFORMANCE OF TRANSMISSION LINES. J.G. Anderson.

21) STANDARD HANDBOOK FOR ELECTRICAL ENGINEERS. D.J. Fink, J.M.Carroll

22) LIGHTNING ACTIVITY CONSIDERATIONS IN THE PREPARATION OF AN ISOKERAUNIC MAP. N.G. Demas. C.R.Rivera. Puerto Rico Water Resources Authority. San Juan, Puerto Rico.

23) CALCULO DO CAMPO ELECTROMAGNETICO E ANALISE DO MECANISMO DA TENSAO INDUZIDA EM LINHAS AEREAS DEVIDO A DESCARGAS ATMOSFERICAS. Lorenzato da Fonseca, Saldanha Paulino. Curso de Post Graduación en Ingeniería Eléctrica. Universidad General de Minas Gerais.

24) DESCARGAS ATMOSFERICAS SOBRE LINEAS DE DISTRIBUCION DE 30 KV. ENFOQUE PORBABILISTICO. PROYECTO DE INGENIERIA ELECTRICA. Raul Moreno, Andrés Borthagaray.

25) SURGES IN HIGH-VOLTAGES NETWORKS. Klaus Ragaller. BBC Brown, Broveri & Company Limited.

26) LA FOUDRE ET LES PHENOMENES ORAGEUX. Claude Gary. Direction des Etudes et Recherches Electricité de France. Mars 1989.

27) ATERRAMENTO E PROTECAO CONTRA SOBRETENSOES EM SISTEMAS AEREOS DE DISTRIBUCAO. Volumen 7. Electrobras. Colecao Distribucao de Energia Elétrica.

28) PROBABILISTIC METHODS APPLIED TO ELECTRIC POWER SYSTEMS Proceedings of the First International Symposium, Toronto, Canada.(1986).

Representación de Transposiciones en Líneas de Transmisión Polifásicas

M.Sc.Ing.C.Saldaña

M.Sc.Ing. G.Calzolari

Resumen

En este artículo se modelan y analizan diferentes esquemas de transposición de conductores en líneas de transmisión polifásicas.Se presentan resultados obtenidos con el programa LTP [1] para computàdora digital, con la finalidad de mostrar el comportamiento, en régimen permanente, de una línea hexafásica transpuesta.

1. Introducción

La figura 1 describe la configuración de la línea de transmisión hexafásica, de tensión nominal 462 kV, cuatro subconductores por fase, utilizada en este trabajo.

En las tablas 1 y 2 se observa que las matrices de impedancias longitudinales y admitancias transversales, correspondientes a la línea de la figura 1, son simétricas.Sin embargo no todos los elementos de la diagonal principal son iguales entre sí, sucediendo lo mismo con los elementos fuera de la diagonal.Estò se debe a que la geometría de la línea no permite una simetría perfecta entre las posiciones relativas de los conductòres entre sí o entre éstos y el suelo.

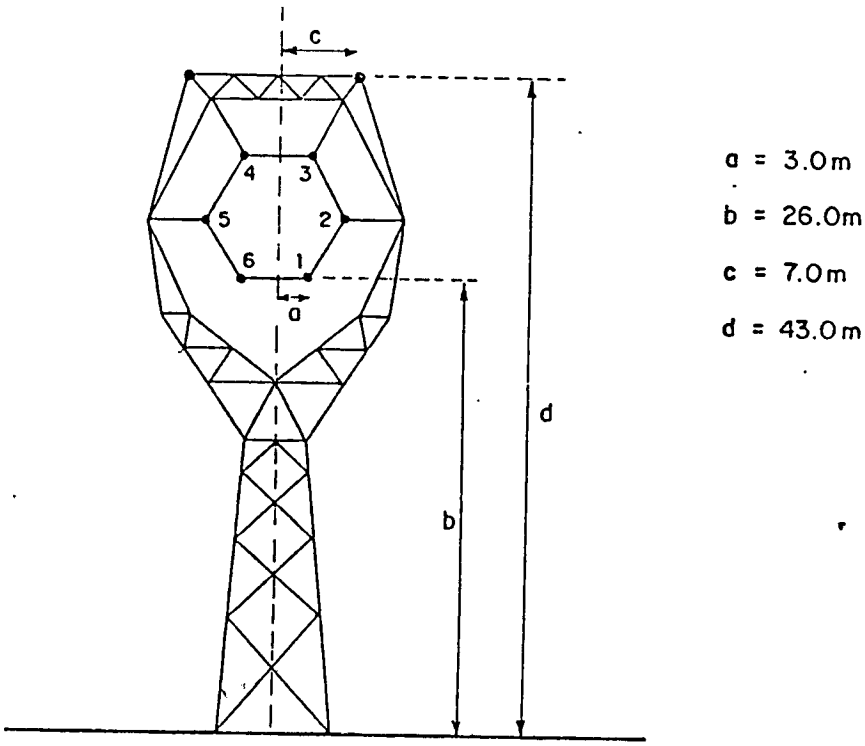


Figura 1 – Configuración de una línea de transmisión hexafásica de 462 kV

Para líneas hexafásicas, en régimen permanente, operando con diferentes valores de carga, las asimetrías anteriormente mencionadas producen desequilibrios de tensiones y corrientes [1].

Siendo la operación desbalanceada de un sistema eléctrico de potencia indeseable, es usual recurrir a la utilización de transposiciones de conductores a lo largo de la línea, como una de las medidas prácticas capaces de minimizar los desequilibrios mencionados anteriormente.

Debido a que existen tres diferentes tensiones compuestas en líneas de transmisión hexafásicas, las transposiciones deben ser definidas de modo de evitar que las tensiones críticas disruptivas asociadas a las distancias entre conductores sean alcanzadas.

Una forma de lograr este objetivo, sin alterar las distancias entre conductores, es utilizar la llamada transposición cíclica.En

este tipo de transposición cada uno de los conductores es colocado, en cada trecho, en una posición adyacente en relación a aquella que ocupaba en el trecho anterior, permaneciendo inalteradas todas las posiciones relativas entre conductores [2],[3],[4].

La figura 2 muestra dos posibles esquemas de transposición cíclica,que pueden ser utilizados en líneas hexafásicas (circuito simple).

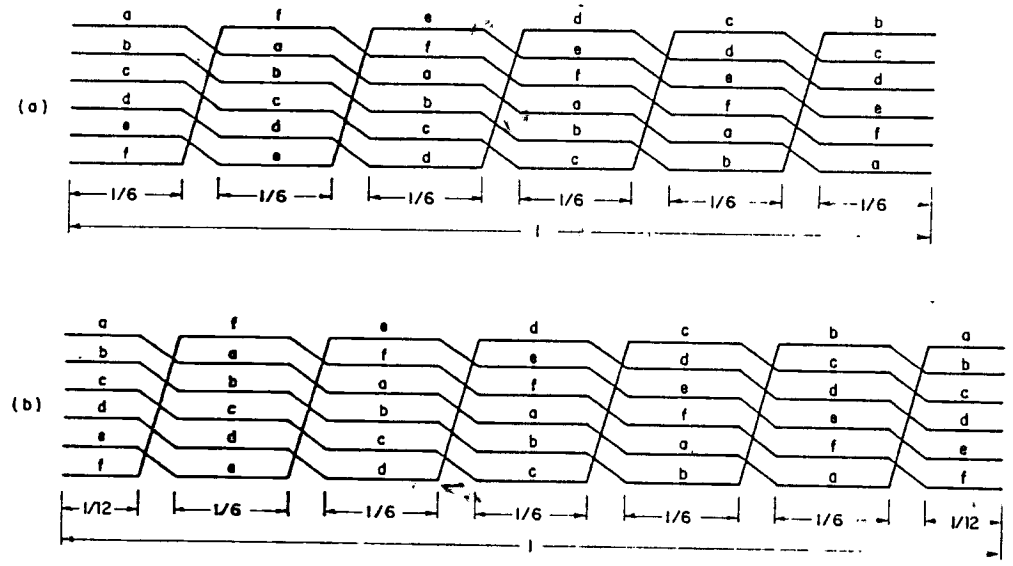


Figura 2 – Esquemas de transposición de conductores en líneas hexafásicas.

a) Cinco puntos de transposición

b) Seis puntos de transposición

2. Modelado matricial de las transposiciones [1],[5],[6]

Para cada trecho de línea adyacente a un punto de transposición es posible definir una matriz $\underline{\underline{P}}$ real, llamada "matriz de disposición de fases". Las filas de la misma representan las posiciones de los

conductores en la torre y las columnas representan las fases asignadas a los conductores. Para el punto genérico de transposición indicado en la figura 3, las matrices de disposición de fases correspondientes a los trechos "j" y "k" son:

$\underline{P}_j =$

	a	b	c	d	e	f
1					1	
2						1
3	1					
4		1				
5			1			
6				1		

$\underline{P}_k =$

	a	b	c	d	e	f
1				1		
2					1	
3						1
4	1					
5		1				
6			1			

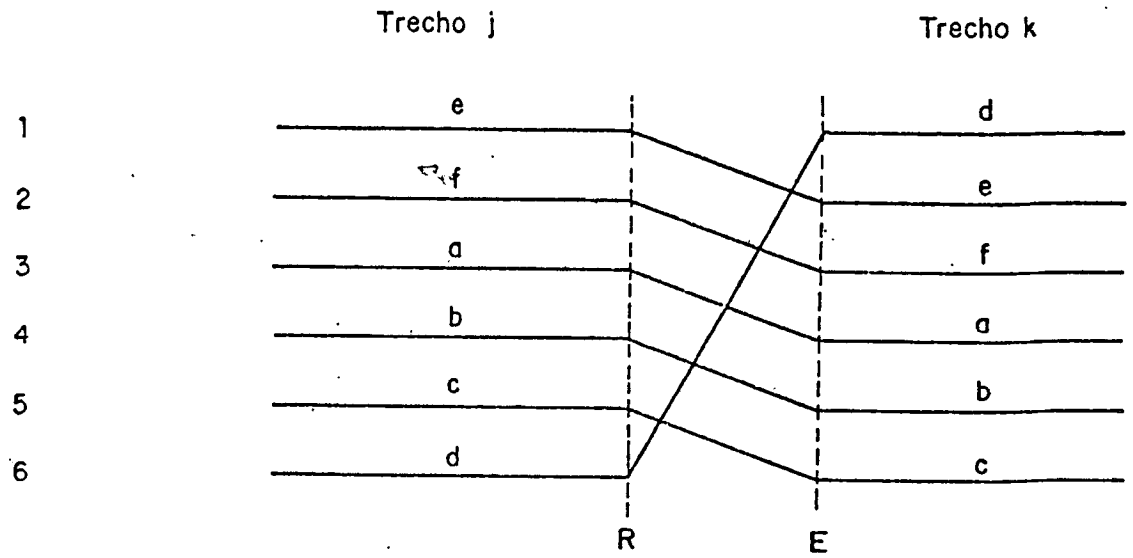


Figura 3 – Punto genérico de transposición

Utilizando el concepto de matriz de disposición de fases para los puntos "R" y "E" de la figura 3 es posible escribir :

$$\underline{\dot{V}}_{R_j}^{efabcd} = \underline{\underline{P}}_j \cdot \underline{\dot{V}}_{R_j}^{abcdef} \qquad (01)$$

$$\underline{\dot{V}}_{E_k}^{defabc} = \underline{\underline{P}}_k \cdot \underline{\dot{V}}_{E_k}^{abcdef} \qquad (02)$$

Considerando que las tensiones en las fases en ámbos lados del punto de transposición son las mismas, y utilizando las ecuaciones (01) y (02) resulta:

$$\underline{\dot{V}}_{E_k}^{defabc} = \underline{\underline{P}}_k \cdot \underline{\underline{P}}_j^{-1} \cdot \underline{\dot{V}}_{R_j}^{efabcd} \qquad (03)$$

debido a que las matrices de disposición de fases son ortogonales,la ecuación (03) puede, finalmente, escribirse en la forma :

$$\underline{\dot{V}}_{E_k}^{defabc} = \underline{\underline{P}}_k \cdot \underline{\underline{P}}_j^{t} \cdot \underline{\dot{V}}_{R_j}^{efabcd} \qquad 04)$$

La matriz:

$$\underline{\underline{C}}_{kj} = \underline{\underline{P}}_k \cdot \underline{\underline{P}}_j^{t} \qquad (05)$$

se denomina " matriz de conexión ". En esta matriz las filas representan las posiciones de los conductores situados a la derecha del punto de transposición y las columnas representan las posiciones de los conductores situados a la izquierda del mismo. Para el punto genérico de transposición indicado en la figura 3,

la matriz de conexión es la siguiente:

$\underline{C}_{kj} =$

	1	2	3	4	5	6
1						1
2	1					
3		1				
4			1			
5				1		
6					1	

Los modelos matriciales aquí presentados son válidos también para corrientes.

3. Análisis de algunos resultados relevantes [1]

Con la finalidad de analizar el comportamiento, en régimen permanente, de la línea hexafásica transpuesta, se presentan algunos resultados obtenidos con el programa LTP [1], para la línea de la figura 1. Los estudios fueron hechos considerándose dos longitudes de línea :800 km y 2399.1 km (media longitud de onda de secuencia positiva).
Las fases a,b,c,d,e,f de la misma están situadas en las posiciones 1,2,3,4,5,6 respectivamente, en la torre de la figura 1, para el primer trecho de cada ciclo de transposición.

3.1 Línea hexafásica de 800 km

Las figuras 4,5,6 y 7 muestran los perfiles de tensión y corriente, para la línea transpuesta con un ciclo de transposición cíclica, de seis puntos, en sentido antihorario, operando en

vacío.
Las figuras mencionadas muestran que la línea presenta efecto Ferranti, siendo los desequilibrios en las tensiones y corrientes pequeños. Comparando estos valores de desequilibrios con los obtenidos cuando la línea no es transpuesta ([1]) se concluye que los mismos son bastante menores. En las tablas 3 a 6 se encuentran los valores de las tensiones, corrientes, potencias y desequilibrios en ambos extremos de la línea.

Las figuras 8,9,10 y 11 muestran los perfiles de tensión y corriente, para la línea transpuesta de igual forma, operando con carga igual a $\underline{Z}_0$.En este caso los desequilibrios en las tensiones y corrientes en ambos extremos de la línea son pequeños.

Si el ciclo de transposición es hecho en sentido horario es posible concluir que los resultados no presentan diferencias significativas con los aquí presentados.

3.2 Línea hexafásica de 2399.1 km (media onda)

Las figuras 12,13,14 y 15 muestran los perfiles de tensión y corriente, para la línea transpuesta con un ciclo de transposición cíclica, de seis puntos,en sentido antihorario, operando en vacío.
En las figuras mencionadas se observa que la línea presenta desequilibrios en las tensiones y corrientes, sin embargo los mismos son significativamente menores que los obtenidos cuando la línea no es transpuesta ([1]). En las tablas 7 a 10 se encuentran los valores de las tensiones, corrientes, potencias y desequilibrios en ambos extremos de la línea.

Las figuras 16,17,18 y 19 muestran los perfiles de tensión y corriente, para la línea transpuesta con dos ciclos de

- la utilización de la llamada transposición cíclica es suficiente para reducir los desequilibrios de tensión y corriente a valores perfectamente aceptables,pudiéndose prescindir por lo tanto de la transposición completa en líneas polifásicas.

5. Bibliografía

1 - C.R. Saldaña .- "Transmissão de Energia Elétrica por Sistemas de Transmissão Polifásicos". Dissertação de Mestrado-EFEI -1990.

2 - J.R. Stewart, D.D. Wilson .- "High Phase Order Transmission - A Feasibility Analysis. Part I- Steady State Considerations". IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS 97, N° 6,Nov/Dec 1978.

3 - A.S. Binsarror and S.N. Tiwari .- "Evaluation of Twelve-Phase (Multiphase) Transmission Line Parameters". Electric Power Systems Research, 15 (1988) 63-76.

4 - Power Technologies Inc.- "Technical and Economic Characteristics of High Phase Order Power Transmission ".December,1982, R55-82.

5 - W. Derek Humpage, K.P. Wong and T.T. Nguyen .- "Operating Unbalance in Long Distance Transmission". IEE Proceedings, Vol. 132, Pt.C,N°2 ,March 1985.

6 - R.C. Pires .- "Compensação Não Convencional de Linhas de Transmissão de Energia Elétrica". Dissertacãao de Mestrado-EFEI- 1990.

Z - [Ohm/Km]

ELEMENTO	REAL	IMAGINARIA
Z(1, 1)	.608857E-01	.504116E+00
Z(1, 2)	.539019E-01	.248004E+00
Z(1, 3)	.554739E-01	.196012E+00
Z(1, 4)	.553711E-01	.185358E+00
Z(1, 5)	.537797E-01	.206915E+00
Z(1, 6)	.529025E-01	.254790E+00
Z(2, 1)	.539019E-01	.248004E+00
Z(2, 2)	.630530E-01	.490136E+00
Z(2, 3)	.569536E-01	.229400E+00
Z(2, 4)	.566301E-01	.188669E+00
Z(2, 5)	.547744E-01	.189196E+00
Z(2, 6)	.537797E-01	.206915E+00
Z(3, 1)	.554739E-01	.196012E+00
Z(3, 2)	.569536E-01	.229400E+00
Z(3, 3)	.671477E-01	.466443E+00
Z(3, 4)	.588954E-01	.217595E+00
Z(3, 5)	.566301E-01	.188669E+00
Z(3, 6)	.553711E-01	.185358E+00
Z(4, 1)	.553711E-01	.185358E+00
Z(4, 2)	.566301E-01	.188669E+00
Z(4, 3)	.588954E-01	.217595E+00
Z(4, 4)	.671477E-01	.466443E+00
Z(4, 5)	.569536E-01	.229400E+00
Z(4, 6)	.554739E-01	.196012E+00
Z(5, 1)	.537797E-01	.206915E+00
Z(5, 2)	.547744E-01	.189196E+00
Z(5, 3)	.566301E-01	.188669E+00
Z(5, 4)	.569536E-01	.229400E+00
Z(5, 5)	.630530E-01	.490136E+00
Z(5, 6)	.539019E-01	.248004E+00
Z(6, 1)	.529025E-01	.254790E+00
Z(6, 2)	.537797E-01	.206915E+00
Z(6, 3)	.553711E-01	.185358E+00
Z(6, 4)	.554739E-01	.196012E+00
Z(6, 5)	.539019E-01	.248004E+00
Z(6, 6)	.608857E-01	.504116E+00

Tabla 1 - Matriz de impedancias longitudinales (reducida)

Y - [Siemens/Km]

ELEMENTO	REAL	IMAGINARIA
Y(1, 1)	0.000000E+00	.576908E-05
Y(1, 2)	0.000000E+00	-.133216E-05
Y(1, 3)	0.000000E+00	-.403512E-06
Y(1, 4)	0.000000E+00	-.269014E-06
Y(1, 5)	0.000000E+00	-.378778E-06
Y(1, 6)	0.000000E+00	-.126570E-05
Y(2, 1)	0.000000E+00	-.133216E-05
Y(2, 2)	0.000000E+00	.564446E-05
Y(2, 3)	0.000000E+00	-.137525E-05
Y(2, 4)	0.000000E+00	-.412742E-06
Y(2, 5)	0.000000E+00	-.273861E-06
Y(2, 6)	0.000000E+00	-.378778E-06
Y(3, 1)	0.000000E+00	-.403512E-06
Y(3, 2)	0.000000E+00	-.137525E-05
Y(3, 3)	0.000000E+00	.567990E-05
Y(3, 4)	0.000000E+00	-.134762E-05
Y(3, 5)	0.000000E+00	-.412742E-06
Y(3, 6)	0.000000E+00	-.269014E-06
Y(4, 1)	0.000000E+00	-.269014E-06
Y(4, 2)	0.000000E+00	-.412742E-06
Y(4, 3)	0.000000E+00	-.134762E-05
Y(4, 4)	0.000000E+00	.567990E-05
Y(4, 5)	0.000000E+00	-.137525E-05
Y(4, 6)	0.000000E+00	-.403512E-06
Y(5, 1)	0.000000E+00	-.378778E-06
Y(5, 2)	0.000000E+00	-.273861E-06
Y(5, 3)	0.000000E+00	-.412742E-06
Y(5, 4)	0.000000E+00	-.137525E-05
Y(5, 5)	0.000000E+00	.564446E-05
Y(5, 6)	0.000000E+00	-.133216E-05
Y(6, 1)	0.000000E+00	-.126570E-05
Y(6, 2)	0.000000E+00	-.378778E-06
Y(6, 3)	0.000000E+00	-.269014E-06
Y(6, 4)	0.000000E+00	-.403512E-06
Y(6, 5)	0.000000E+00	-.133216E-05
Y(6, 6)	0.000000E+00	.576908E-05

Tabla 2 - Matriz de admitancias transversales (reducida)

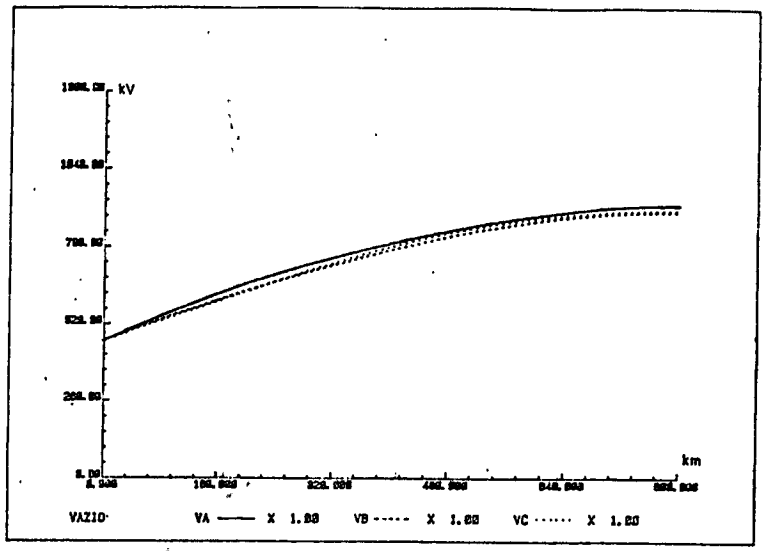


Figura 4 - Perfiles de tensión de las fases a,b,c, en vacío

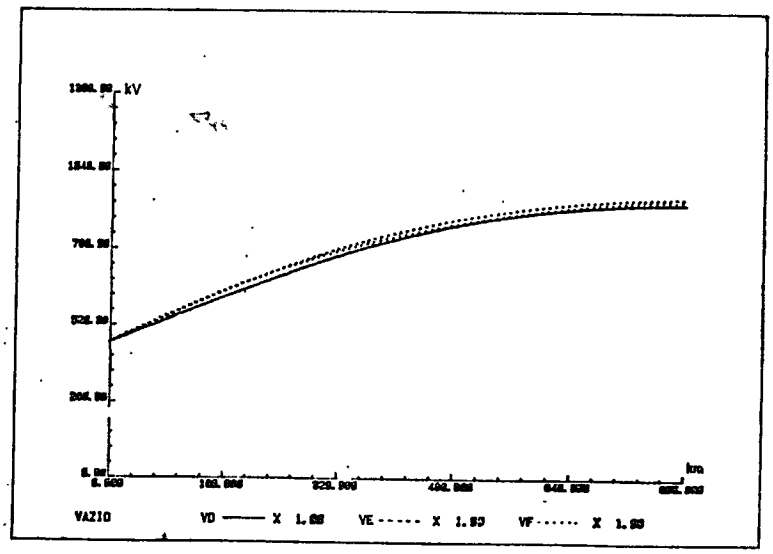


Figura 5 - Perfiles de tensión de las fases d,e,f, en vacío

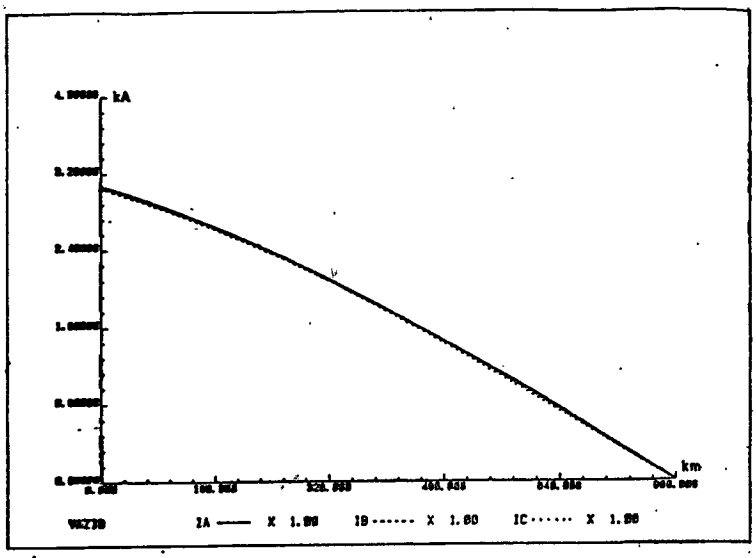


Figura 6- Perfiles de corriente de las fases a,b,c, en vacío

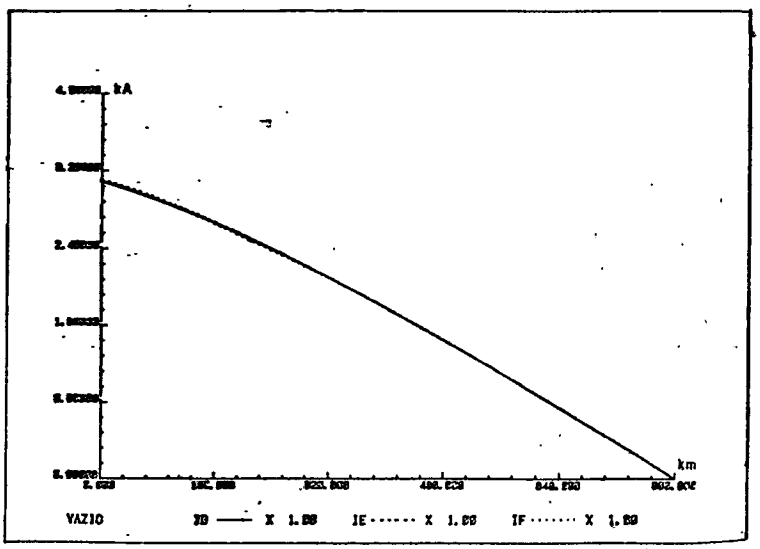


Figura 7 - Perfiles de corriente de las fases d,e,f, en vacío

Tensiones (kV)

a -	919.105	< 0.343	°
b -	897.287	< -60.767	°
c -	902.852	< -122.614	°
d -	932.753	< 176.929	°
e -	952.095	< 118.272	°
f -	944.007	< 59.844	°

Tabla 3- Tensiones en el extremo receptor de la línea de 800km,transpuesta (1 ciclo en sentido antihorario), en vacío

	Tensiones (kV)		Corrientes (kA)	
a -	462.000	< 0.0	3.071	< 89.558 °
b -	462.000	< -60.0	3.042	< 29.204 °
c -	462.000	< -120.0	3.044	< -31.535 °
d -	462.000	< -180.0	3.087	< -91.751 °
e -	462.000	< 120.0	3.111	< -151.166 °
f -	462.000	< 60.0	3.098	< 149.394 °

Potencia activa y reactiva

P = 156.10 MW Q = - 8523.24 MVAR

Tabla 4 - Tensiones, corrientes y potencias en el extremo emisor de la línea de 800 km,transpuesta (1 ciclo en sentido antihorario),en vacío

Tensiones

SEQ 0/ SEQ 1 = 3.08 %
SEQ 2/ SEQ 1 = 0.01 %
SEQ 3/ SEQ 1 = 0.01 %
SEQ 4/ SEQ 1 = 0.00 %
SEQ 5/ SEQ 1 = 0.13 %

Tabla 5 - Desequilibrios de tensiones en el extremo receptor de la línea de 800 km, transpuesta (1 ciclo en sentido antihorario), en vacío

Corrientes

SEQ 0/ SEQ 1 = 1.18 %
SEQ 2/ SEQ 1 = 0.02 %
SEQ 3/ SEQ 1 = 0.02 %
SEQ 4/ SEQ 1 = 0.00 %
SEQ 5/ SEQ 1 = 0.14 %

Tabla 6 - Desequilibrios de corrientes en el extremo emisor de la línea de 800 km, transpuesta (1 ciclo en sentido antihorario), en vacío

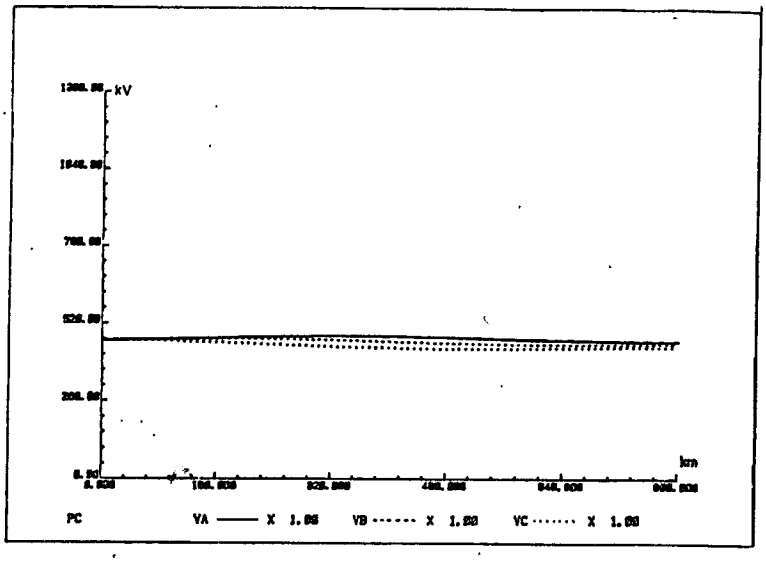


Figura 8 - Perfiles de tensión de las fases a,b,c, con carga igual a $\underline{\underline{Z}}_o$

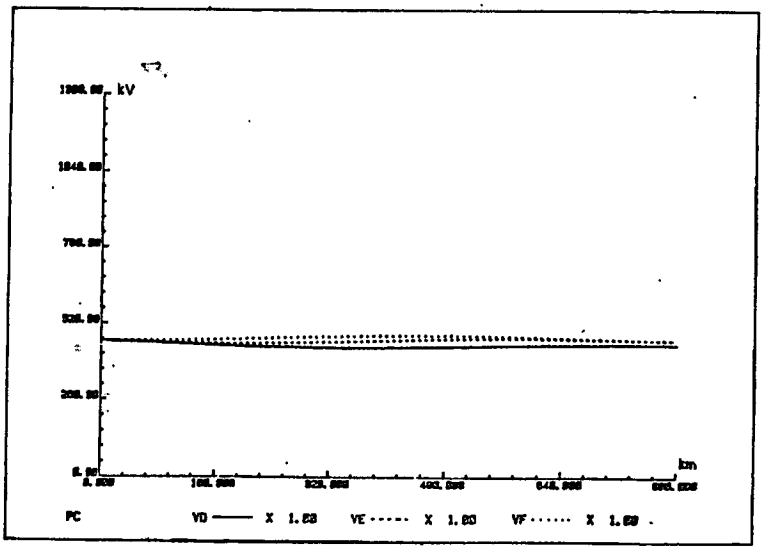


Figura 9 - Perfiles de tensión de las fases d,e,f, con carga igual a $\underline{\underline{Z}}_o$

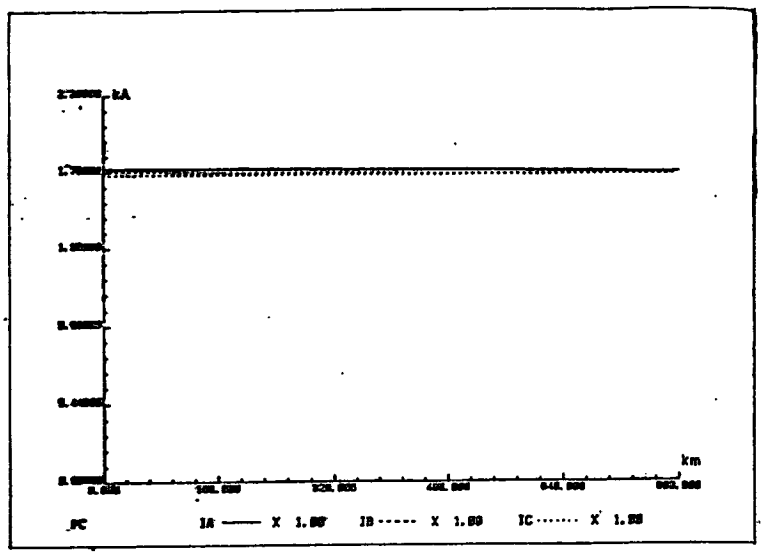


Figura 10 – Perfiles de corriente de las fases a,b,c, con carga igual a $\underline{\underline{Z}}_o$

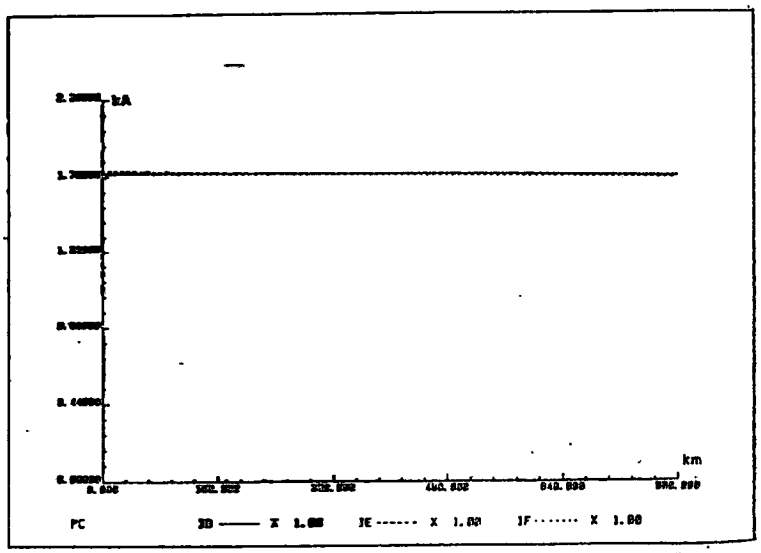


Figura 11 – Perfiles de corriente de las fases d,e,f, con carga igual a $\underline{\underline{Z}}_o$

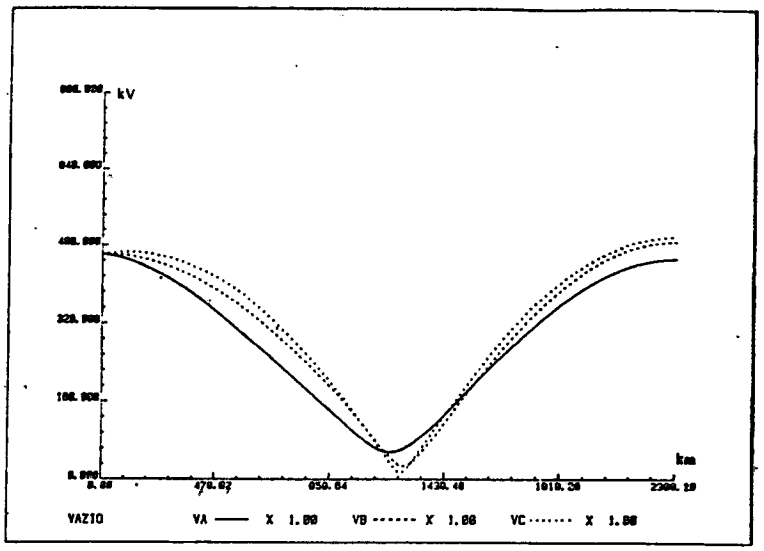


Figura 12 - Perfiles de tensión de las fases a,b,c, en vacío (1 ciclo)

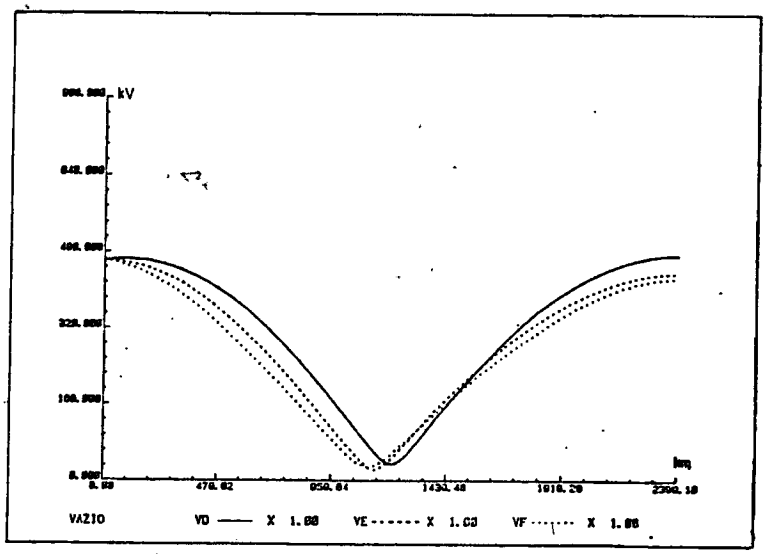


Figura 13 - Perfiles de tensión de las fases d,e,f, en vacío (1 ciclo)

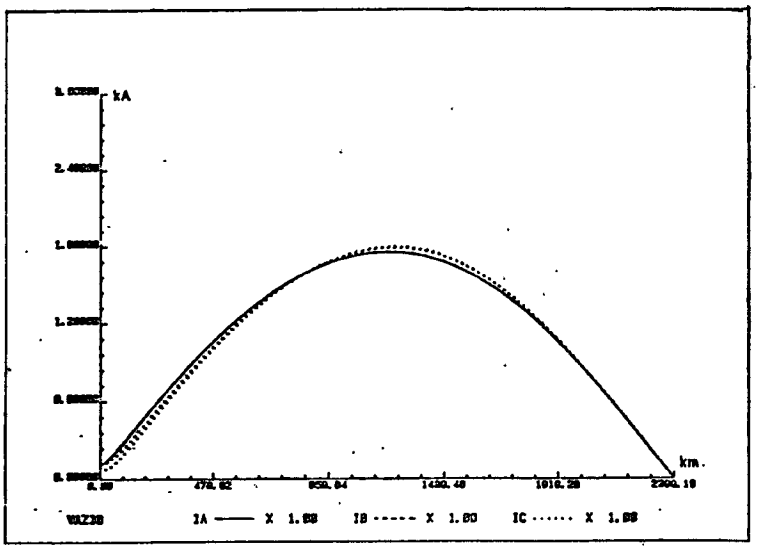


Figura 14 - Perfiles de corriente de las fases a,b,c, en vacío (1 ciclo)

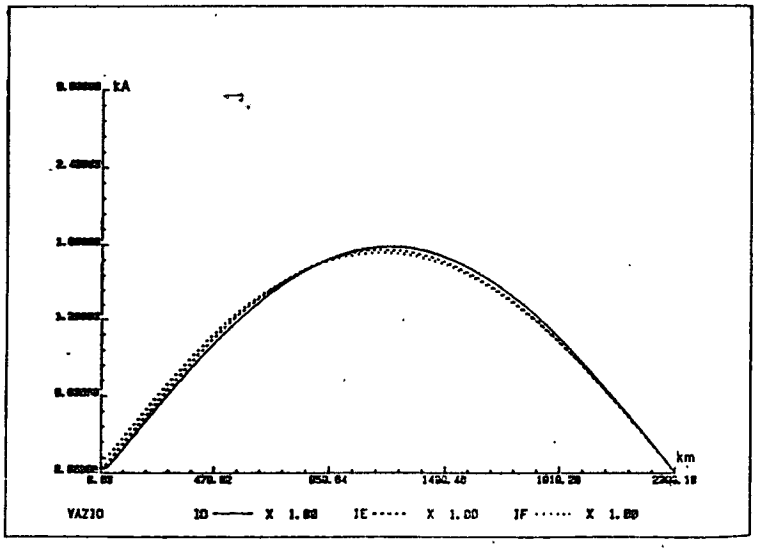


Figura 15 - Perfiles de corriente de las fases d,e,f, en vacío (1 ciclo)

	Tensiones (kV)	
a -	452.492 <	175.421 ^{o}
b -	488.427 <	116.986 ^{o}
c -	497.836 <	61.151 ^{o}
d -	474.097 <	4.477 ^{o}
e -	436.282 <	-56.231 ^{o}
f -	423.932 <	-121.155 ^{o}

Tabla 7- Tensiones en el extremo receptor de la línea de 2399.1 km, transpuesta (1ciclo en sentido antihorario), en vacío

	Tensiones (kV)		Corrientes (kA)	
a -	462.000 <	0.0	0.116 <	-15.298 ^{o}
b -	462.000 <	-60.0	0.125 <	-49.615 ^{o}
c -	462.000 <	-120.0	0.095 <	-85.317 ^{o}
d -	462.000 <	-180.0	0.048 <	-133.556 ^{o}
e -	462.000 <	120.0	0.028 <	99.837 ^{o}
f -	462.000 <	60.0	0.074 <	25.713 ^{o}

Potencia activa y reactiva

P = 260.00 MW Q = - 13.44 MVAR

Tabla 8 - Tensiones, corrientes y potencias en el extremo emisor de la línea de 2399.1 km, transpuesta(1 ciclo en sentido antihorario), en vacío.

Tensiones

SEQ 0/ SEQ 1 =	8.23 %
SEQ 2/ SEQ 1 =	0.05 %
SEQ 3/ SEQ 1 =	0.00 %
SEQ 4/ SEQ 1 =	0.01 %
SEQ 5/ SEQ 1 =	0.14 %

Tabla 9 - Desequilibrios de tensiones en el extremo receptor de la línea de 2399.1 km,transpuesta (1 ciclo en sentido antihorario), en vacío

Corrientes

SEQ 0/ SEQ 1 =	69.30 %
SEQ 2/ SEQ 1 =	1.76 %
SEQ 3/ SEQ 1 =	0.03 %
SEQ 4/ SEQ 1 =	0.37 %
SEQ 5/ SEQ 1 =	3.95 %

Tabla 10 - Desequilibrios de corrientes en el extremo emisor de la línea hexafásica de 2399.1km, transpuesta (1 ciclo en sentido antihorario),en vacío

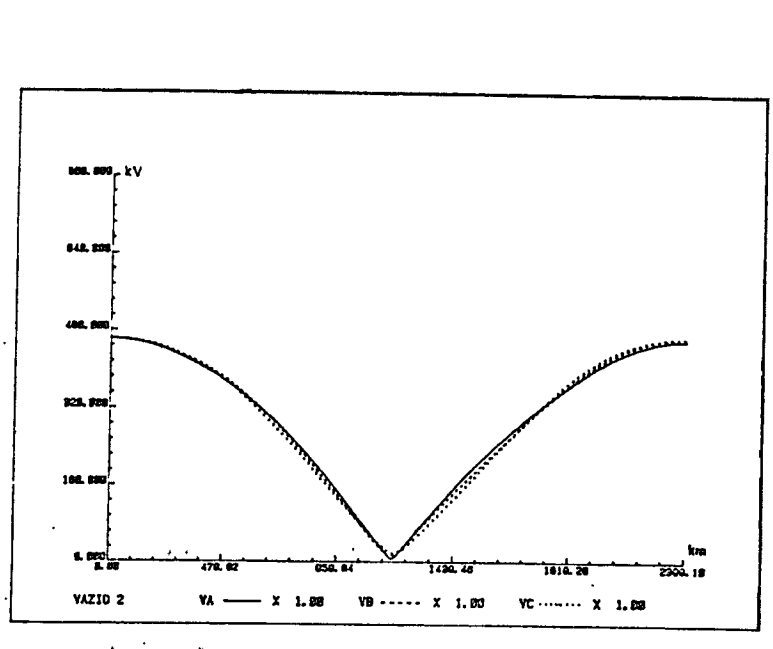


Figura 16 - Perfiles de tensión de las fases a,b,c,en vacío (2 ciclos)

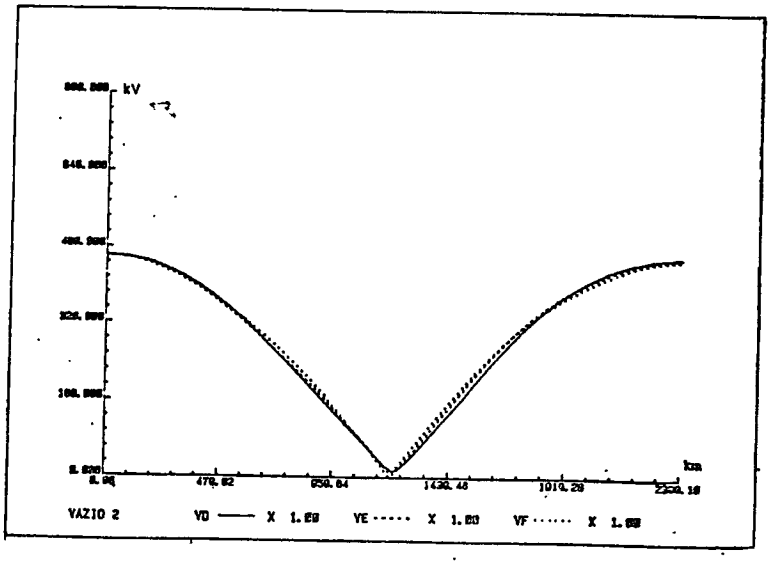


Figura 17 - Perfiles de tensión de las fases d,e,f,en vacío (2 ciclos)

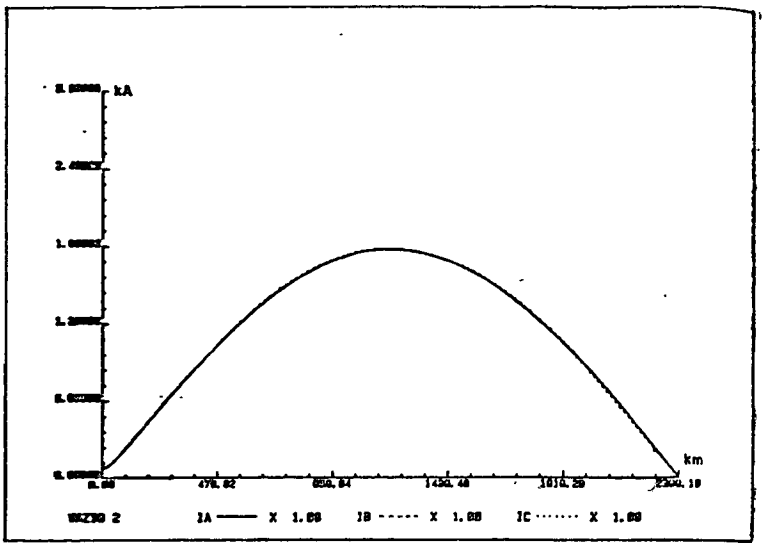


Figura 18 - Perfiles de corriente de las fases a,b,c,en vacío (2 ciclos)

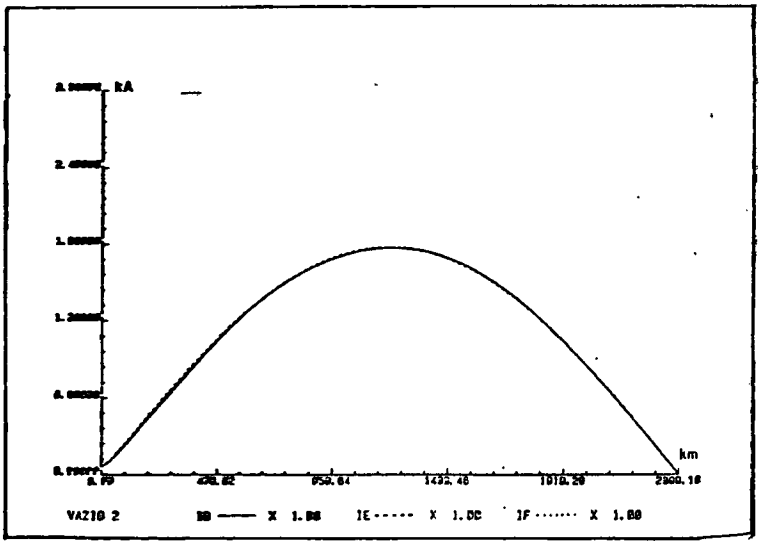


Figura 19 - Perfiles de corriente de las fases d,e,f,en vacío (2 ciclos)

Tensiones (kV)

a -	460.673	< 179.416	^{o}
b -	465.552	< 119.640	^{o}
c -	466.454	< 60.272	^{o}
d -	462.492	< 0.687	^{o}
e -	457.611	< -59.530	^{o}
f -	456.690	< -120.168	^{o}

Tabla 11- Tensiones en el extremo receptor de la línea de 2399.1 km, transpuesta (2 ciclos en sentido antihorario), en vacio

	Tensiones (kV)		Corrientes (kA)		
a -	462.000	< 0.0	0.073	< 1.329	^{o}
b -	462.000	< -60.0	0.072	< -57.833	^{o}
c -	462.000	< -120.0	0.071	< -118.238	^{o}
d -	462.000	< -180.0	0.070	< -179.483	^{o}
e -	462.000	< 120.0	0.072	< 119.836	^{o}
f -	462.000	< 60.0	0.073	< 60.288	^{o}

Potencia activa y reactiva

P = 199.25 MW Q = - 3.42 MVAR

Tabla 12 - Tensiones, corrientes y potencias en el extremo emisor de la línea de 2399.1 km, transpuesta(2 ciclos en sentido antihorario), en vacio.

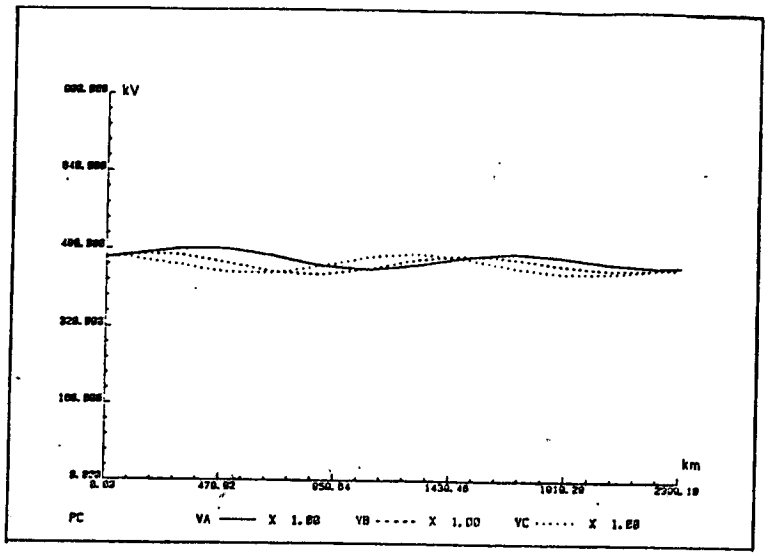


Figura 20 – Perfiles de tensión de las fases a,b,c, con carga igual a $\underline{\underline{Z}}_o$ (2 ciclos)

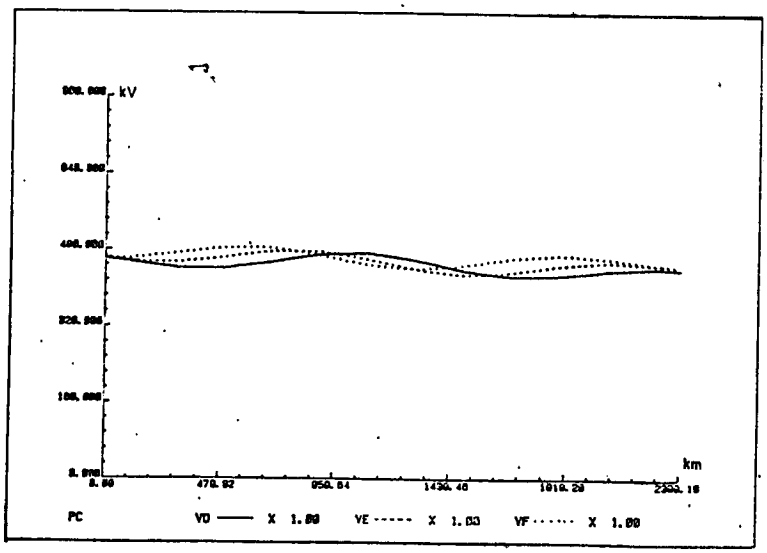


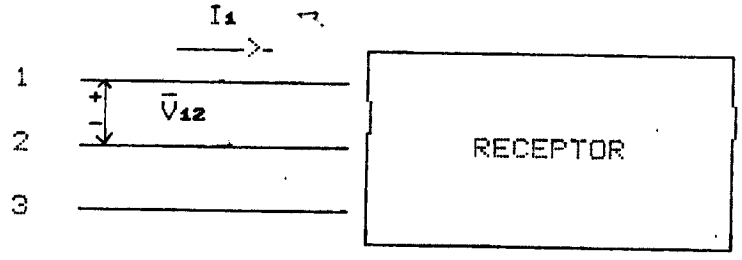
Figura 21 – Perfiles de tensión de las fases d,e,f, con carga igual a $\underline{\underline{Z}}_o$ (2 ciclos)

COMENTARIOS SOBRE EL METODO DE BLONDEL PARA LA MEDICION DE LA POTENCIA CONSUMIDA EN UN RECEPTOR TRIFASICO

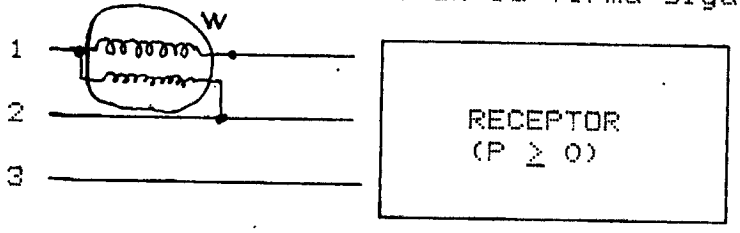
RESUMEN: Es bien conocido el método de Blondel, o "método de los dos vatímetros", para la medición de la potencia consumida en un receptor trifásico.
El objetivo de este trabajo es mostrar que, en el caso de un receptor equilibrado, la utilización de un solo vatímetro conectado sobre la línea de alimentación (tomando la tensión entre fases y la corriente de línea) permite las siguientes aplicaciones:

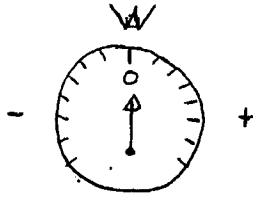
1) Si se conoce el factor de potencia del receptor, la lectura del vatímetro permite deducir la potencia consumida por el receptor.
2) Si se conoce la potencia consumida por el receptor, la lectura del vatímetro permite deducir el factor de potencia del receptor: en este caso, el vatímetro tiene función de fasímetro.

Consideramos un receptor trifásico equilibrado, de factor potencia cos φ (sélfico o capacitivo), alimentado por una red trifásica que suministra tensiones equilibradas, supuestas de secuencia directa para fijar ideas:



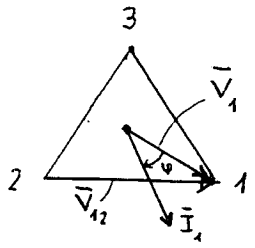
Si conectamos un vatímetro en la forma siguiente:





Suponemos vatímetro con punto medio (se hace lectura positiva o negativa).
La lectura del vatímetro será:

$$W = \mathcal{R}\,(\bar{V}_{12}\,\hat{I}_1)$$



Llamando φ al argumento de la impedancia del receptor ($\varphi > 0$ si es sélfico, $\varphi < 0$ si es capacitivo) y tomando $\bar{V}_{12} = V$ como origen de fases, tendremos siempre:

$$\bar{I}_1 = I_e^{-j(\varphi + 30^\circ)}$$

con $-90^\circ \leq \varphi \leq 90^\circ$, siendo I el módulo de la corriente de línea; entonces:

$$W = \mathcal{R}\left\{V\, I\, e^{j(\varphi + 30^\circ)}\right\},$$

o sea:

$$W = V\, I \cos(\varphi + 30^\circ)$$

Por otra parte, la potencia activa total consumida por el receptor es:

$$P = \sqrt{3}\, VI \cos\varphi$$

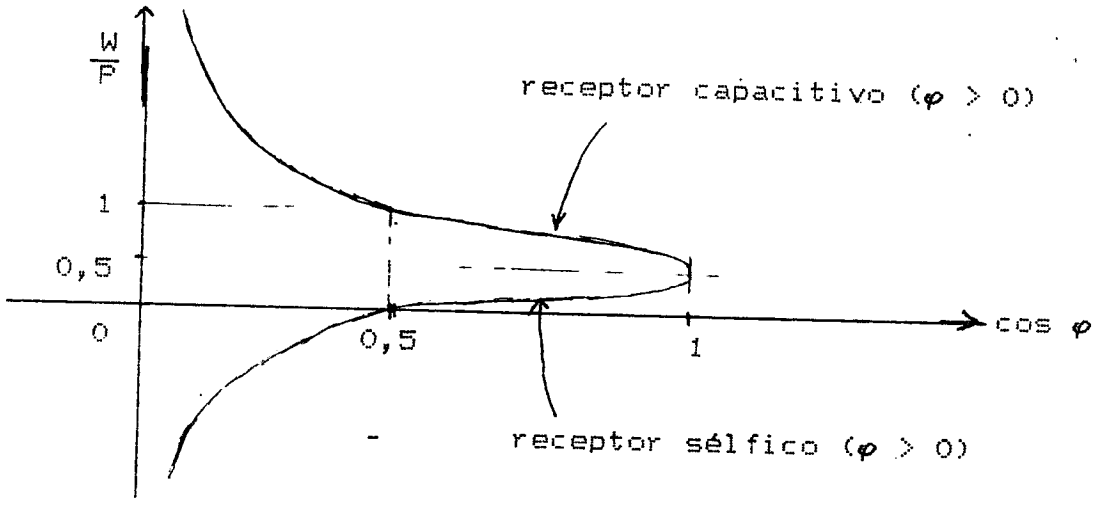
Se deduce la relación entre la lectura del vatímetro y la potencia consumida:

$$\frac{W}{P} = \frac{\cos(\varphi + 30^\circ)}{\sqrt{3}\cos\varphi} = \frac{\frac{\sqrt{3}}{2}\cos\varphi - \frac{1}{2}\operatorname{sen}\varphi}{\sqrt{3}\cos\varphi}$$

Sabemos que $\operatorname{sen}\varphi = \pm\sqrt{1 - \cos^2\varphi}$, con + si el receptor es sélfico y − si es capacitivo. Llamando $\cos\varphi = f$ al factor de potencia del receptor, nos quedará:

$$\frac{W}{P} = \frac{1}{2} \mp \frac{\sqrt{3}}{6}\,\frac{\sqrt{1 - f^2}}{f} \quad \begin{cases} - \text{ receptor sélfico} \\ + \text{ receptor capacitivo} \end{cases}$$

Representamos la variación de $\frac{W}{P}$ en función del factor de potencia:



Los 2 tramos (correspondientes a los casos sélfico y capacitivo) de la curva son simétricos respecto a la horizontal de ordenada 0,5.
Pueden dibujarse en un solo gráfico (ver gráfico adjunto), válido en la zona indicada.

DEDUCCION DE P A PARTIR DE LA LECTURA DE W :

Si se conoce el factor de potencia del receptor, aunque en algún caso no se conozca su naturaleza (sélfico o capacitivo), la lectura de W (positivo o negativo) permite deducir la potencia de P trifásica consumida por el receptor.
En efecto, conocidos $\cos \varphi$ y la lectura W:

1) $\cos \varphi = 0$

En este caso, el receptor es puramente reactivo (sélfico o capacitivo). Tenemos P = 0; el signo de W nos indica la naturaleza del receptor: sélfico si W < 0 y capacitivo si W > 0 Pero del valor de W puede deducirse además cual es la potencia reactiva consumida o generada por el receptor; en efecto:

$$W = V\ I \cos (\pm 90^\circ + 30^\circ) \qquad Q = \pm \sqrt{3}\ V\ I$$

De donde:

$$\boxed{Q = -2 \sqrt{3}\ W}$$

Si W < 0 (caso sélfico), resulta Q > 0 y si W > 0 (caso capacitivo), resulta Q < 0.

2) $0 > \cos \varphi < 0,5$:

El signo de la lectura W permite ubicarnos en el tramo correspondiente de la curva y leer $\frac{W}{P}$; del valor de W, deducimos P.

3) $\cos \varphi = 0,5$:

La lectura de W es 0 o positiva:
a) si W = 0, no puede deducirse P, aunque se sabe que el receptor es sélfico. Se conecta entonces el vatímetro sobre la fase 3 y su lectura da directamente el valor de P (consecuencia del método de los 2 vatímetros).
b) si W > 0, el receptor es capacitivo, $\frac{W}{P} = 1$ y la lectura del vatímetro da directamente P.

4) $0,5 < \cos \varphi < 1$:

Debe entonces conocerse la naturaleza del receptor (sélfico o capacitivo), para poder entrar al tramo correspondiente, leer $\frac{W}{P}$ y deducir P.

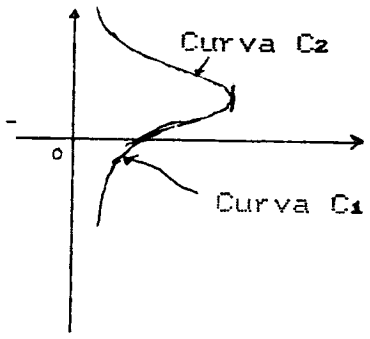
5) $\cos \varphi = 1$:

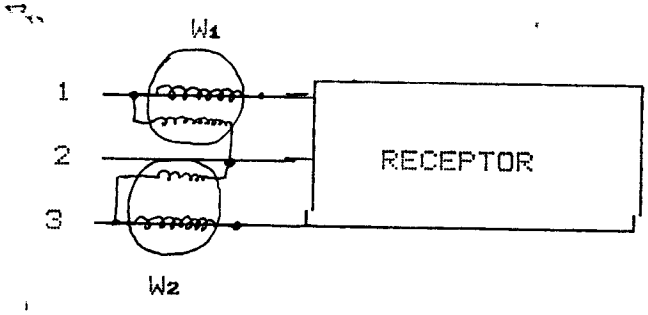
El receptor es una resistencia pura y la lectura de W nos permite deducir P = 2 W

DEDUCCION DE $\cos \varphi$ A PARTIR DE LA LECTURA DE W:

Si se conoce la potencia P consumida por el receptor, la lectura de W permite deducir $\frac{W}{P}$ y, entrando al gráfico, se determina el $\cos \varphi$ del receptor, determinándose al mismo tiempo si el receptor es sélfico o capacitivo (de acuerdo al tramo que resulta sobre la curva). El vatímetro tiene en este caso la función de fasímetro.

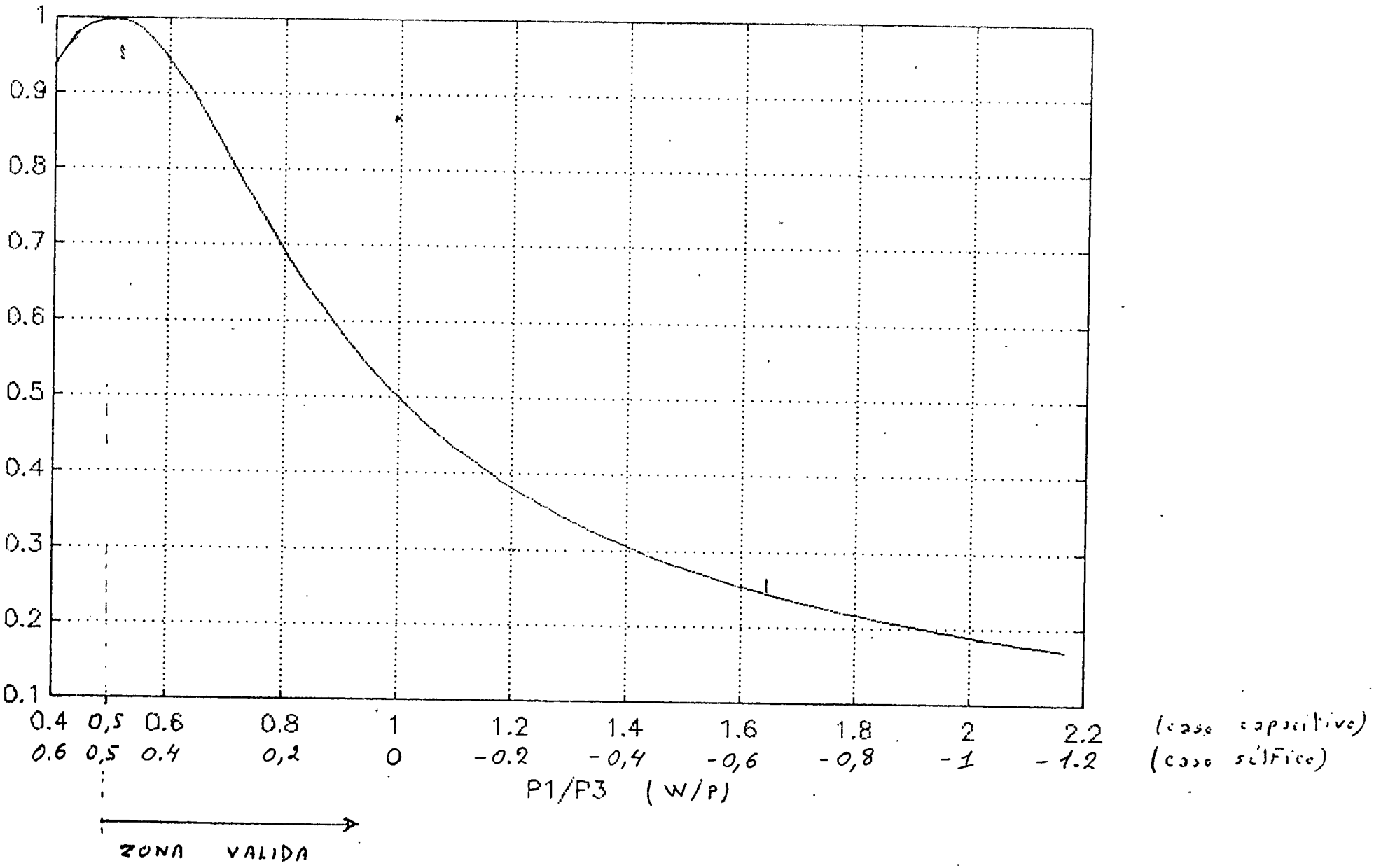
OBSERVACION: Para un $\cos \varphi$ dado, la suma de las 2 ordenadas de la curva indicada es siempre 1, de modo que el diagrama puede interpretarse así:





- Para un receptor sélfico:
  Curva C_1 : lectura W_1
  Curva C_2 : lectura W_2
  } son los 2 vatímetros de Blondel

- Para un receptor capacitivo:
  Curva C_1 : lectura de W_1
  Curva C_2 : lectura de W_2
  } son los 2 vatímetros


1
0.9
0.8
0.7
0.6
0.5
0.4
0.3
0.2
0.1
0.4 0,5 0.6 0.8 1 1.2 1.4 1.6 1.8 2 2.2 (case capacitive)
0.6 0,5 0.4 0,2 0 -0.2 -0,4 -0,6 -0,8 -1 -1.2 (case selfico)
P1/P3 (W/P)
ZONA VALIDA

PERDIDAS DE POTENCIA EN TRANSFORMADORES BAJO ALTA SATURACION

Daniel Slomovitz

U.T.E. - LABORATORIO, Paraguay 2385, Montevideo, URUGUAY

INTRODUCCION

En general, los modelos de transformadores se proponen para condiciones normales de funcionamiento, excluyéndose el caso de muy alta saturación magnética del núcleo. A lo sumo, existen trabajos que proponen modelar la rama magnética por un inductor variable con o sin pérdidas [1]. Sin embargo, es necesario contar con modelos más apropiados cuando se estudian fenómenos transitorios que saturan el núcleo. Tal es el caso de ferroresonancia, donde las pérdidas de energía deben evaluarse precisamente [2] ya que determinan el cese o la permanencia del fenómeno.

También en el estudio de la protección diferencial de transformadores es necesario contar con modelos más elaborados. Recientemente se han propuesto relés diferenciales basados en la vigilancia de los valores de los componentes del modelo del transformador [3]. Defectos internos cambian los valores de estos componentes. Sin embargo, los modelos de transformadores usados en esos trabajos no contemplan variaciones de sus ramas series (impedancias de corto circuito) al saturar el núcleo [4]. Obviamente, si dichos valores cambian por la saturación magnética del núcleo, este tipo de relé indicará falla interna cuando no la hubo.

Por otro lado, un nuevo tipo de relé diferencial [5] basado en la medición de la potencia consumida por el transformador, también requiere de un modelo más preciso. Este debe pronosticar el consumo interno en base a las corrientes y voltajes aplicados al transformador, aún en transitorios de alta saturación.

En este trabajo se analizan los modelos propuestos y se proponen modificaciones para aumentar la exactitud en régimen transitorio.

ANALISIS DE MODELOS PROPUESTOS

Para el caso más simple de transformador monofásico de dos arrollados, en baja frecuencia, los modelos más elaborados proponen el circuito de la figura 1.

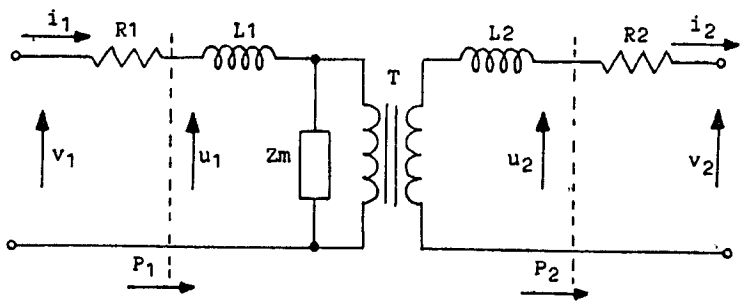


Figura 1

donde R_1 y R_2 contemplan las pérdidas en los arrollados más las pérdidas adicionales y L_1, L_2 modelan las inductancias de fuga. Zm constituye la rama magnetizante. Está formada por un inductor variable por tramos o en forma continua que contiene la información de la curva de saturación magnética del núcleo y una rama en paralelo que modela las pérdidas en el núcleo.

INDUCTANCIAS SERIE

Los valores de L_1 y L_2 se asumen fijos, sin embargo es conocido que tienen cierta variación con el grado de saturación del núcleo.

La determinación de los valores de estos inductores en forma separada, en base a los datos constructivos del transformador es compleja y en general los fabricantes solo informan el valor de la inductancia de corto circuito total L_1+L_2. Por otro lado, la medición de cada una de estas inductancias sólo es posible saturando el transformador. Esto se debe a la gran diferencia de valores entre las impedancias serie y paralelo de este modelo.

Si bien la variación de toda la inductancia de corto circuito es en general pequeña, la variación individual de L_1 y L_2 es muy grande. Esto se debe a que los flujos magnéticos por el aire cambian su geometría al saturar el transformador. La figura 2 muestra un esquema de los flujos en el aire con y sin saturación. Parte del flujo de la bobina I que se cerraba por el núcleo (fig. 2a), pasa a integrar el flujo común al cerrarse por el espacio externo al transformador (fig. 2b). Este cambio es producido por el marcado descenso de la permeabilidad magnética del hierro. Esto produce una ligera disminución en la inductancia total de fugas, pero una gran reducción en L_1.

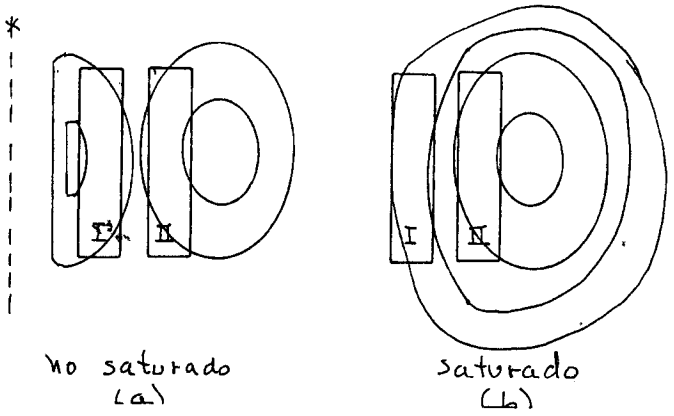


Figura 2

RESISTENCIAS SERIE

Los resistores R_1 y R_2 modelan las pérdidas producidas por la circulación de la corriente principal en los arrollados, más las pérdidas adicionales. Estas últimas se deben a corrientes en torbellino en los arrollados y otras partes conductoras del transformador. Estas corrientes son producidas por campos magnéticos dispersos. Durante la saturación, la geometría de estos campos varía por lo cual los modelos que utilizan resistencias constantes predicen resultados erróneos. La figura 3 muestra esquemáticamente la amplitud del campo magnético en arrollados cilíndricos, suponiéndolo colineal con el eje.

La figura 3a muestra la relación entre el campo B y el radio de la bobina r para el caso no saturado. En estas condiciones los "ampere-vuelta" de

ambos arrollados son prácticamente iguales. En cambio, bajo alta saturación la permeabilidad magnética del hierro se reduce a la del aire. Suponiendo que el arrollado excitador sea el II, el diagrama B-r se aproxima al mostrado en la figura 3b. La forma de la intensidad del campo que atraviesa el arrollado I cambia y esto provoca un aumento en las resistencias del modelo. Obsérvese que dicho aumento no es necesariamente en R_1. Existen pérdidas adicionales aun en los arrollados por los que no circula corriente.

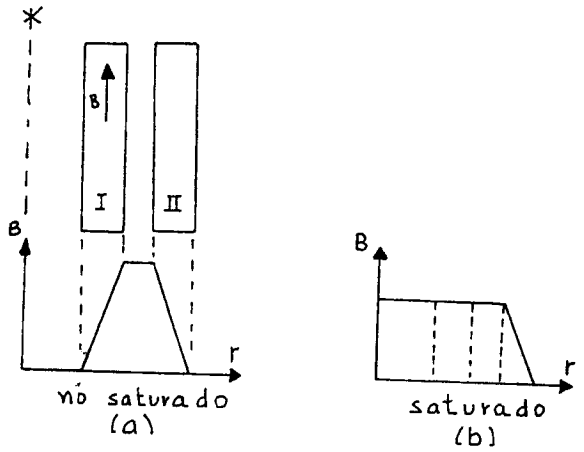


Figura 3

RAMA PARALELO

El inductor no lineal no produce pérdida de potencia. Estas sólo están asociadas a la rama paralelo. Se han propuesto varios modelo para simular las pérdidas en el hierro, tanto por histéresis como por corrientes parásitas [6]. Incluso se ha estudiado la relación de pérdidas cuando el flujo es sinusoidal o cuando es fuertemente distorsionado [7]. Sin embargo, todos estos modelos predicen pérdidas, durante la saturación, mucho menores que las pérdidas en las ramas serie. Por tanto, desde el punto de vista del análisis de las pérdidas totales bajo alta saturación, es posible despreciar las pérdidas en el núcleo.

ESTUDIO EXPERIMENTAL

Dado que la potencia aparente requerida para saturar un transformador es mucho mayor que su potencia nominal, trabajamos con un pequeño transformador de 5 kVA monofásico, de 180 V/105 V, io=5.7%, pérdidas en los arrollados 2.8% y pérdidas en el hierro 1.2%.

Las principales diferencias en el comportamiento saturado entre transformadores pequeños y grandes radican en el factor de mérito de la inductancia de los arrollados y en la relación entre pérdidas adicionales y pérdidas totales en cortocircuito.

En líneas generales, cuanto más grande es el transformador mayor es el factor de mérito. Por esto, los transitorios de irrupción con componente continua tienen una constante de tiempo de varios segundos en transformadores grandes, mientras que en el usado es de solo de solo 2 ciclos. Sin embargo, para la medición de las pérdidas basta con la

información del primer ciclo, por lo cual esta diferencia no afecta los resultados.

Por otro lado, la diferencia de relación de pérdidas adicionales es grande. En transformadores de 30 MVA puede llegar a un 30%, mientras que en el transformador usado es del 7%. Esto se tendrá en cuenta en la evaluación final de resultados.

Las mediciones sobre el transformador en condiciones de muy alta saturación, se realizaron durante el transitorio de irrupción. De esta forma, la alta corriente consumida dura solo unos pocas ciclos y no llega a elevar apreciablemente la temperatura de los arrollados. por el contrario, si se realizaran las mediciones en régimen permanente, la elevación de la temperatura introduciría errores importantes.

La potencia y la energía consumida por el transformador se obtuvieron midiendo las corrientes por medio de 2 resistores serie y los voltajes mediante 2 divisores de tensión.

La corriente transitoria de irrupción puede alcanzar valores varias veces mayores a la corriente nominal. La potencia consumida por el transformador debida a esta corriente transitoria, es principalmente debida a la disipación en R1 o R2. Esta potencia puede alcanzar valores del orden de la potencia nominal por el alto valor del pico de la corriente de irrupción.

Por otro lado, durante el transitorio de irrupción la potencia entregada al campo magnético alcanza valores altos. Esta potencia incluso puede superar a la potencia nominal del transformador. Sin embargo, la energía almacenada magnéticamente en la primera parte del ciclo es devuelta a la fuente en casi su totalidad antes de completarse un período. Esto es así pues las pérdidas magnéticas, aun bajo fuerte saturación del hierro, representan un porcentaje pequeño de la energía almacenada de pico.

La Fig. 4 muestra el oscilograma obtenido de corriente i1 (trazo inferior) y voltaje u1 (superior) durante una conexión en vacío. La corriente alcanza un primer pico de 200 A y vuelve a cero al final del período.

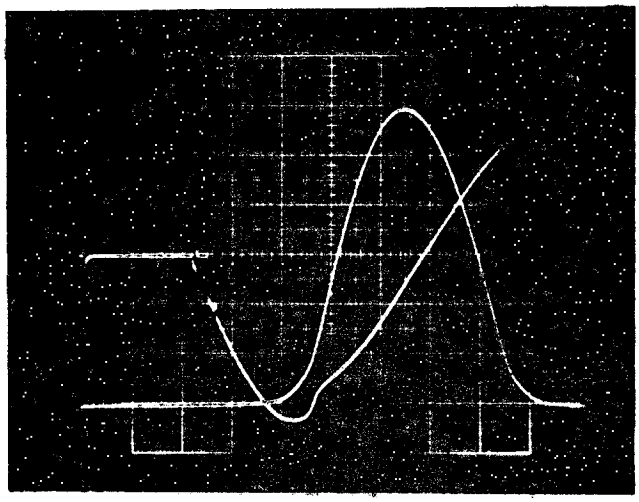


Figura 4

A partir de los oscilogramas de voltaje y corriente se computó los valores de la rama serie del modelo del transformador.

Excitando el primer arrollado se tiene

$$\int_0^T (v_1 - v_2)dt = R_1 \int_0^T i_1 \, dt + L_1[i_1(T) - i_1(0)] \qquad (1)$$

por ser la corriente nula tanto al comienzo como al final del período

$$R_1 = \frac{\int (v_1 - v_2)dt}{\int i_1 \, dt} \qquad (2)$$

de manera análoga se calcula R2

Para el cálculo de la inductancia se utilizan las siguientes ecuaciones

$$v_L = v_2 - v_1 - R\, i \qquad (3)$$

siendo

$$v_L = L\, di/dt \qquad (4)$$

entonces

$$L = \frac{v_L}{di/dt} \qquad (5)$$

La determinación del valor de L se realiza estimando la mejor adaptación entre las mediciones y la ecuación.

Usando este método se obtuvieron los siguientes resultados:

Lado excitado: 105 V (exterior)

R = 0.037 Ω (Rdc = 0.032 Ω, Rcorto circuito total = 0.062 Ω, evaluada del lado de 105 V)

L = 0.13 mH (Lcorto circuito total = 0.17 mH, evaluada del lado de 105 V)

Lado excitado: 180 V (interior)

R = 0.080 Ω (Rdc = 0.074 Ω)

L < 0.01 mH

Estos resultados muestran que la inductancia del arrollado interior es despreciable frente a la del arrollado exterior, mientras que la inductancia total se redujo un 24%.

Por otro lado, la variación de las resistencias es del 4%. Estimamos que las variaciones hubieran sido mayores si el transformador hubiera tenido mayores pérdidas adicionales.

MODELO PROPUESTO

El ajuste entre la energía consumida por el transformador y el modelo, puede lograrse si se agrega un pequeño resistor en serie con el inductor de la rama magnetizante. La potencia disipada por este resistor es despreciable en régimen normal, pero se torna importante durante la saturación.

El cambio producido por esta modificación en la corriente magnetizante es muy reducido.

TRABAJOS FUTUROS

En redes de potencia, los transformadores son, en general, de tres arrollados y trifásicos. Se generalizará el modelo para contemplar estos casos y se determinará en qué ramas se incluirán los resistores adicionales.

En la parte experimental, se ensayará un transformador de tres arrollados con pérdidas adicionales elevadas. Para lograr esto, el bobinado se construyó con una barra de cobre de sección rectangular dispuesta en forma horizontal, de manera que el campo de dispersión provoque grandes corrientes parásitas.

REFERENCIAS

[1] J. Frame, "Hysteresis modeling in an electromagnetic transient program," IEEE PAS 101, 1403-1412, 1982.

[2] M. Andrade, F. Girardi, D. Slomovitz, "Avaliacao dos procedimentos de calculo de sobretensoes provocadas por ferroressonancia," X SNPTEE, Curitiva, Brasil, 1989.

[3] K. Inagaki, M. Higaki, Y. Matsui, K. Kurita, "Digital protection method for power transformer based on an equivalent circuit composed of inverse inductance", IEEE Trans. Power Delivery, vol.3, 1988, pp. 1501-10.

[4] D. Slomovitz, Discusión de "Design, implementation and testing of a microprocessor-based high-speed relay for detecting transformer winding faults," IEEE WM, 1991.

[5] D. Slomovitz, "Un nuevo método para la protección diferencial de transformadores," IEEE LATINCON, México, 1990.

[6] D. Ewart, "Digital computer simulation model of a steel core transformer," IEEE Power Delivery, 174-183, 1986.

[7] D. Slomovitz, "Correction of power transformer no-load-losses measured under nonsinusoidal voltage waveform," IEE, 136, 42-47, 1989.